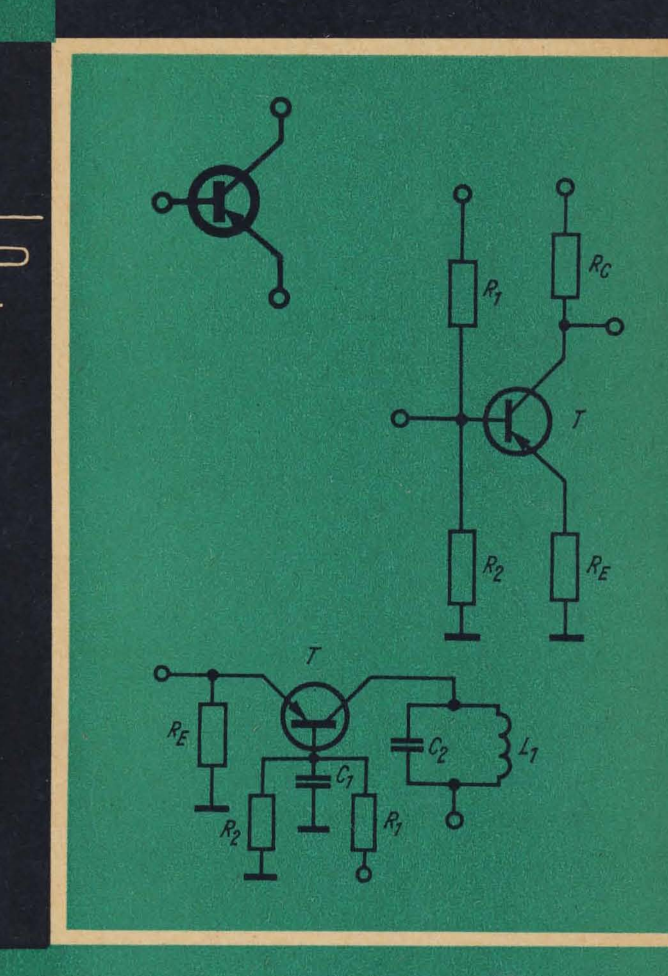
68

DER PRAKTISCHE FUNKAMATEUR



Otthermann Kronjäger

Formelsammlung für den Funkamateur (III)

Der praktische Funkamateur · Band 68
Formelsammlung für den Funkamateur (III)

OTTHERMANN KRONJÄGER

Formelsammlung für den Funkamateur (III)



DEUTSCHER MILITÄRVERLAG

Redaktionsschluß: 5. Dezember 1966

1.—15. Tausend
Deutscher Militärverlag · Berlin 1967
Lizenz-Nr. 5
Lektor: Wolfgang Stammler
Zeichnungen: Heinz Grothmann
Typografie: Günter Hennersdorf
Vorauskorrektor: Johanna Pulpit
Korrektor: Hans Braitinger
Hersteller: Werner Briege
Gesamtherstellung:
Druckerei Märkische Volksstimme Potsdam A256
1,90 MDN

Inhalt

Vorwort

Der Transistor ist in der heutigen Elektronik ein Bauelement, das man nicht entbehren kann. Da seine Anwendbarkeit infolge steigender Grenzfrequenz und höherer Leistungsabgabe in das Interessengebiet des Funkamateurs reicht, werden hier die verschiedensten Gebiete in gedrängter Form behandelt. Dabei wird davon ausgegangen, wie der Transistor in der Schaltung zu dimensionieren ist. Deshalb stehen die physikalischen Zusammenhänge innerhalb dieses Bauelementes weniger im Vordergrund.
Nach dem aufmerksamen Lesen der Broschüre werden dann die Amateure ihre Probleme bei der Beschäftigung mit der Transistortechnik eher bewältigen können. Natürlich ist das Büchlein nicht in der Lage, auf jede Frage eine Antwort zu geben. Die Beispiele, Bilder und Diagramme tragen wesentlich dazu bei, die Beziehungen zu verstehen und anzuwenden. Obgleich die Probleme in den beschriebenen Techniken teilweise nur mit beträchtlichem rechnerischem Aufwand zu bewältigen sind, werden die Formeln so einfach wie möglich angegeben. In Abschnitt 10. sind Umrechnungen in die verschiedensten Parameter der Transistorkennwerte dargestellt.

Leipzig, im September 1966 *Otthermann Kronjäger*

1. Transistorkennwerte

Das Anwendungsgebiet des Transistors ist in der Technik des Funkamateurs sehr umfangreich; z. B. sind transportable Geräte sehr einfach zu benutzen. Aber selbst in diesen Geräten vereinigen sich die verschiedensten Aufgaben für den Transistor. Es soll deshalb hauptsächlich von seiner Dimensionierung in der Schaltung gesprochen werden. Hierzu jedoch zunächst einige erklärende Worte zu den häufig gebrauchten Kennwerten.
Die in der Literatur angegebenen Bezeichnungen für die Werte dienen vornehmlich als Grundlage. Zur Bezeichnung der Formelgrößen sei erwähnt, daß große Buchstaben mit großem Index Gleichgrößen bzw. Beträge sind. Große Buchstaben mit kleinem oder ohne Index können Effektivwerte und Beträge von Wechselgrößen sein. Kleine Buchstaben mit kleinem Index sind Wechselgrößen. Es werden hauptsächlich pnp-Transistoren behandelt.

1.1. Grundschaltungen des Transistors

Aus Bild 1 ist das Symbol des Transistors mit seinen Gleichspannungs- und Gleichstromrichtungen ersichtlich. Sie haben diese Richtungen auf Grund von Festlegungen. Man hat sich dabei von der Darstellung eines Vierpols leiten lassen, weil

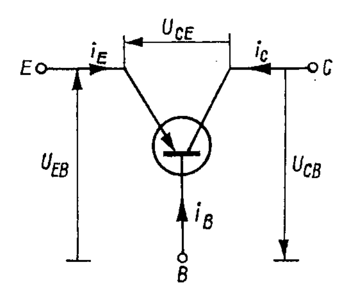


Bild 1

dort die Ströme in die Ersatzschaltung hineinfließen. Danach könnte es in der Praxis vorkommen, daß die von einem Instrument angezeigte Stromrichtung entgegengesetzt der in Bild 1 dargestellten sein kann. Für die Ströme gilt

$$I_E + I_C + I_B = 0\,. \qquad (1)$$

Soll Gl. (1) stimmen, müssen I_C und I_B negative Vorzeichen haben. Es wird auch $- I_C = a \cdot mA$ und nicht $I_C = - a \cdot mA$ geschrieben. Die gebrachten Beziehungen sind allgemein, d. h., die Beträge können beispielsweise sowohl in Volt wie auch in Millivolt eingesetzt werden. Zur Vereinfachung sind aber vielfach die einzusetzenden Größen mit angegeben. Infolge der Rückwirkungen beim Transistor gehen die äußeren Widerstände (die Schaltung) in das gesamte Verhalten des Transistors ein. Deshalb sind die in Bild 2 zu erkennenden Grundschaltungen zugleich mit dem sogenannten Generatorwiderstand R_g und dem Lastwiderstand R_L versehen. Auf die Bedeutung und Zusammensetzung dieser Widerstände kommen wir später zurück. Wir erkennen in Bild 2 unten die Basisschaltung. Bedingt durch ihre relativ hohe Grenzfrequenz wird sie gern in HF-Schaltungen verwendet. Die in der Mitte angegebene Emitterschaltung hat, wenn wir die Grenzfrequenz unberücksichtigt lassen, die höchste Leistungsverstärkung. Schließlich ist oben im Bild die Kollektorschaltung ersichtlich. Man verwendet sie vornehmlich bei Widerstandstransformationen. In diesem Zusammenhang sollen noch die Kollektorrestströme genannt sein. Sie werden meßtechnisch dadurch ermittelt, indem mit einem Instrument im Stromkreis des Kollektors der dann vorhandene Strom festgestellt wird, wenn die entsprechende Elektrode nicht angeschlossen ist. Diese Elektrode kennzeichnet man durch eine Null im Index.

$- I_{CEO}$ = Kollektorreststrom bei offener Basis $= I'_{co}$

$- I_{CBO}$ = Kollektorreststrom bei offenem Emitter $= I_{co}$

$- I_{EBO}$ = Emitterreststrom bei offenem Kollektor (hier befindet sich der Strommesser im Emitterkreis)

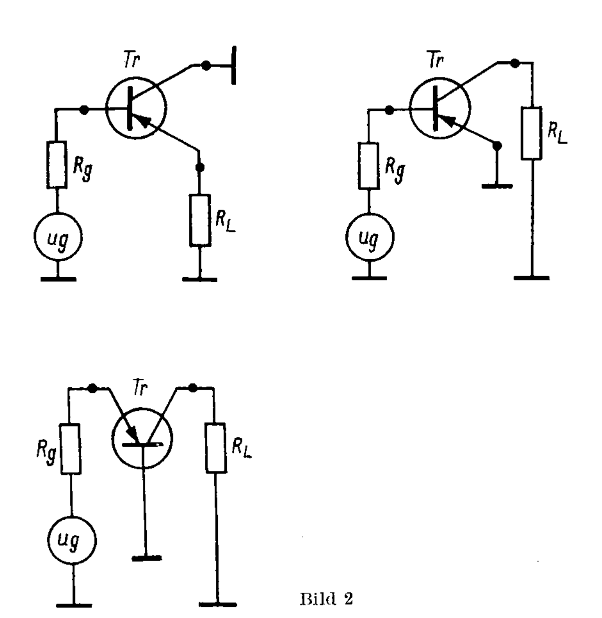


Bild 2

Der Strommesser muß mehrere Bereiche aufweisen, beginnend bei etwa 10 μA.

1.2. Vierpolparameter

Da die Kenndaten für Transistoren Werte wiedergeben, die ihren Ursprung aus den Vierpolersatzschaltbildern haben, sollen die Begriffe erläutert werden. In den späteren Beziehungen wird nach Möglichkeit vermieden, Rechenoperationen mit Hilfe der Matrizenrechnung durchzuführen. Was ist nun ein Vierpol? Für unsere Zwecke können wir diese Frage etwa wie folgt beantworten: Ein Vierpol ist ein Gebilde, das die Übertragungseigenschaften eines elektrischen Elements (z. B. Transistors) oder eines Systems kennzeichnet. Er hat

zwei Ein- und zwei Ausgangsanschlüsse. Durch die an diesen Anschlüssen liegenden Spannungen und die in sie hineinfließenden Ströme sowie durch Leerlauf (kein Strom) und Kurzschluß (keine Spannung) lassen sich die Eigenschaften des Vierpols feststellen. Die Ersatzschaltbilder der Vierpole werden in T- und Pi-Form angegeben. Es bestehen nur lineare Zusammenhänge; deshalb gelten die Elemente des Vierpols nur für geringe Aussteuerung. Der Transistor ist ein aktiver Vierpol, weil er mehr Wirkleistung abgibt, als er aufnimmt. In der Transistortechnik haben sich die H-Matrix (Hybrid) und die Y-Matrix (Leitwert) durchgesetzt. Die H-Matrix erklärt Widerstand, Leitwert und dimensionslose Größen; sie verwendet man bei niederen Frequenzen. Die Leitwert-Matrix enthält nur Leitwerte; sie wird bei hohen Frequenzen benutzt. Bild 3 zeigt das Symbol des Vierpols. Darunter erkennen wir das Gleichungspaar der H-Matrix [1]

$$u_1 = h_{11} i_1 + h_{12} u_2 \qquad (2)$$

$$u_2 = h_{21} i_1 + h_{22} u_2$$

mit der Determinante

$$\Delta h = h_{11} h_{22} - h_{12} h_{21} \,. \qquad (3)$$

Bild 3 zeigt, daß der Transistor gestrichelt eingezeichnet ist. Nach den Grundschaltungen wird deshalb an den Elementen durch ein kleines e, b, c auf die jeweilige Schaltung hingewiesen (z. B. h_{11e}). Für die Elemente der H-Matrix gelten

$$h_{11} = \frac{u_1}{i_1} = \text{Eingangswiderstand } (u_2 = 0);$$

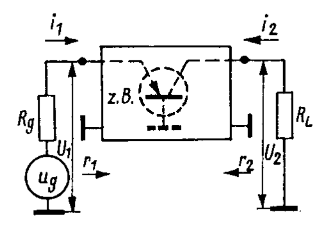


Bild 3

$$h_{12} = \frac{u_1}{u_2} = \text{Spannungsrückwirkung } (i_1 = 0);$$

$$h_{21} = \frac{i_2}{i_1} = \text{Stromverstärkungsfaktor } (u_2);$$

$$h_{22} = \frac{i_2}{u_2} = \text{Ausgangsleitwert } (i_1 = 0);$$

h_{11} in Ω, h_{22} in S.

Die Kennlinien eines Transistors, nach den Veröffentlichungen des Herstellers, geben Mittelwerte an. Deshalb ist der Einsatz des Transistors in einer Schaltung problematisch, da infolge von Exemplarstreuung gegebenenfalls andere Arbeitspunkte vorhanden sind. Gegenkopplungsschaltungen können die Fabrikationsstreuungen wesentlich besser abfangen. An Hand von Bild 4 lassen sich die Kennwerte im Arbeitspunkt A in Emitterschaltung ermitteln.
Die Kennlinienschar wurde nicht eingezeichnet, um das Wesentliche hervorzuheben. Der griechische Buchstabe Δ soll eine endliche Differenz angeben. Die Elemente der H-Matrix in Emitterschaltung sind demnach

$$h_{11e} = \frac{\Delta U_{Be}}{\Delta I_B} \qquad h_{21e} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$$
$$h_{12e} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta U_{CE}} \qquad h_{22e} = \frac{\Delta I_C}{\Delta U_{CE}}. \tag{4}$$

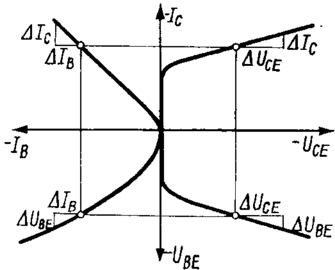


Bild 4

Im Anhang sind die Umrechnungsbeziehungen für die Elemente in den anderen Grundschaltungen des Transistors angegeben. Das Element h_{21} hat in der Transistortechnik eine große Bedeutung, d. h., es charakterisiert die Eigenschaften des Transistors am besten.
Aus diesem Grunde werden noch einige wichtige Beziehungen dazu genannt. Wenn beispielsweise h_{21e} bekannt ist, so besteht die Möglichkeit, den Stromverstärkungsfaktor der anderen Grundschaltungen anzugeben. In Basisschaltungen wäre dann

$$h_{21b} \approx \frac{-h_{21e}}{1 + h_{21e}} \qquad (5)$$

und in der Kollektorschaltung

$$h_{21c} \approx -(1 + h_{21e}). \qquad (6)$$

In der Literatur findet man vielfach für $h_{21e} \triangleq \beta$ und für $h_{21b} \triangleq \alpha$.

Danach wäre

$$\beta \approx \frac{\alpha}{1 - \alpha}. \qquad (7)$$

Besonders bei höheren Frequenzen ist α vom Verhältnis Betriebsfrequenz zu Grenzfrequenz in Basisschaltung abhängig, wie folgende Gleichung zeigt (Diagramm 1):

$$\alpha = \frac{\alpha_0}{1 + j\frac{f_B}{f_\alpha}}; \qquad (8)$$

f_B = Betriebsfrequenz, α_0 stellt den Stromverstärkungsfaktor in Basisschaltung bei der Frequenz von 1 kHz dar. Als Grenzfrequenz f_α definiert man die Frequenz, bei der die Kleinsignalstromverstärkung (h_{21}) auf den 0,707fachen Wert gegenüber der bei 1 kHz gesunken ist. Die Grenzfrequenz in Emitterschaltung ermittelt man aus

$$f_\beta = f_\alpha (1 + h_{21b}) \approx \frac{f_\alpha}{\beta}. \qquad (9)$$

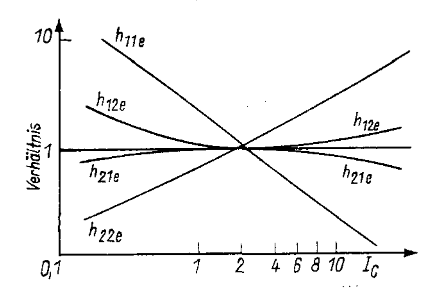


Bild 5

Auf Bild 5 erkennen wir, daß die Kennwerte der Transistoren keine Konstanten sind. Der Wert 1 auf der Ordinate bezieht sich auf die Angaben des Herstellers in den Kenndaten. Wir wollen uns nun weiteren wichtigen Daten unseres Transistorvierpols zuwenden. Entsprechend Bild 3 ist der Eingangswiderstand [3].

$$r_1 = \frac{u_1}{i_1} = \frac{h_{11} + \Delta h\, R_L}{1 + h_{22}\, R_L}\,. \tag{10}$$

Wir erkennen, wenn R_L gegen Null geht, ergibt sich allein der Kennwert h_{11}. Daraus ist zu ersehen, wie die Kennwerte des Transistors von der äußeren Schaltung abhängig sind. Den Ausgangswiderstand des Transistors bestimmen wir nach

$$r_2 = \frac{u_2}{i_2} = \frac{h_{11} + R_g}{\Delta h + h_{22}\, R_g}\,. \tag{11}$$

Auch in diesem Fall ersieht man, wie r_2 von den äußeren Widerständen abhängt. Für $R_g \to \infty$ ist der reziproke Wert des Ausgangsleitwerts $1/h_{22}$. Nun noch einige Bemerkungen zum Generator- und Lastwiderstand. R_g kann der Innenwiderstand eines NF-Generators (z. B. Mikrofons) oder die gesamte Ausgangsschaltung einer Transistorstufe sein, die vor der betrachteten Stufe liegt. Dabei kann man auch den oft anzutreffenden Basisspannungsteiler mit zu R_g rechnen. Andererseits wäre es nicht abwägig, ihn beim Eingangswiderstand des Transistors mit einzubeziehen. R_L ist der Lastwiderstand des Transistors, der Widerstand also, an den

der Transistor seine Ausgangsleistung abgibt. R_L kann im einfachsten Fall der Vorwiderstand für die Reduzierung der Batteriespannung sein, d. h., der Transistor arbeitet auf einem Ohmschen Widerstand, oder es befindet sich z. B. im Kollektorkreis die Primärwicklung eines Transformators, die über das Quadrat des Übersetzungsverhältnisses den Lastwiderstand (z. B. Lautsprecherschwingspule) in den Kollektorkreis transformiert. Die Stromverstärkung wird

$$v_i = \frac{i_2}{i_1} = \frac{h_{21}}{1 + h_{22} R_L} \tag{12}$$

und die Spannungsverstärkung

$$v_u = \frac{u_2}{u_1} = - \frac{h_{21}}{\Delta h + \frac{h_{11}}{R_L}} . \tag{13}$$

Das negative Vorzeichen hat auf den Betrag der Spannungsverstärkung keinen Einfluß. Schließlich ist die Leistungsverstärkung

$$v_p = v_i \cdot v_u = \frac{h_{21}^2 \cdot R_L}{(h_{11} + \Delta h\, R_L)(1 + h_{22} R_L)} . \tag{14}$$

Optimale Leistungsabgabe wird erzielt, wenn $R_L = r_2$. Damit ergibt sich

$$R_{Lop} = \sqrt{\frac{h_{11}}{\Delta h \cdot h_{22}}} . \tag{15}$$

Dann ist

$$v_{pop} = \frac{h_{21}^2}{(\sqrt{\Delta h} + h_{11}\, h_{22})^2} . \tag{16}$$

Ähnlich verhält es sich mit der Anpassung des Eingangswiderstands vom Transistor an den Generatorwiderstand.

$$R_{gop} = \sqrt{\frac{\Delta h_{11}}{h_{22}}} . \tag{17}$$

Aus Tabelle 1 ersieht man, welche Kennwerte bei den Grundschaltungen erwartet werden können [6].

Tabelle 1

Kenndaten	Emitterschaltung	Basisschaltung	Kollektorschaltung
r_1	0,5 bis 2 kΩ	0,02 bis 0,2 kΩ	10 bis 10^3 kΩ
r_2	10 bis 100 kΩ	100 bis 2000 kΩ	0,05 bis 5 kΩ
v_i	15 bis 150	< 1	15 bis 150
v_u	z. B. 150	z. B. 600	etwa 1
v_p	z. B. 6000	z. B. 500	15 bis 150
f_g	f_β	f_α	—

Die Kollektorstufe enthält in der Emitterzuleitung nur den Widerstand R_L. Dafür gilt

$$r_{1c} \approx \beta R_L \,. \qquad (18)$$

1.2.1. Vierpolparameter bei HF-Verstärkern

Je näher die zu übertragende Betriebsfrequenz der f_α in Basisschaltung bzw. der nach Gl. (9) angegebenen Frequenz ist, um so ungünstigere Verstärkungseigenschaften des Transistors ergeben sich, die angeschlossenen Kreise werden immer mehr bedämpft. Die Folge wäre eine beträchtliche Verstimmung der Kreise. Schließlich gerät ein mit Transistoren aufgebauter HF-Verstärker leicht ins Schwingen. Deshalb müssen die dem Transistor anhaftenden Eigenschaften in diesen Frequenzgebieten berücksichtigt werden. Die Verhaltensweise wird mit der schon erwähnten Leitwert-Matrix beschrieben. Das Gleichungspaar ist [3]

$$\begin{aligned} i_1 &= y_{11}\, u_1 + y_{12}\, u_2 ; \\ i_2 &= y_{21}\, u_1 + y_{22}\, u_2 \,. \end{aligned} \qquad (19)$$

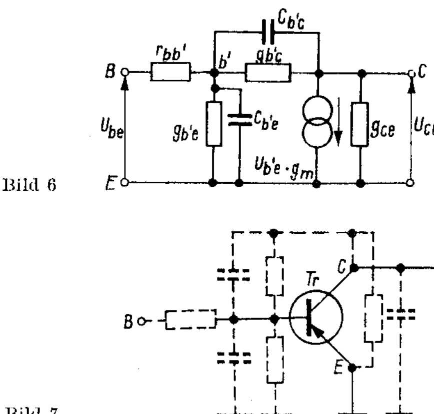


Bild 6

Bild 7

Bild 6 ist die Ersatzschaltung für Hochfrequenz. Wenn wir aber den Transistor als Symbol beibehalten, so gilt die Schaltung entsprechend Bild 7. C_{sch} stellt die Schaltkapazität dar, die in der aufgebauten Schaltung vorhanden ist. Die Elemente der Leitwertmatrix sind

$$y_{11e} = \frac{i_1}{u_1} = g_{11e} + jb_{11e} = \text{Eingangsleitwert } (u_2 = 0)$$

$$b_{11e} = \omega \, C_{11e}; \tag{20}$$

$$y_{12e} = \frac{i_1}{u_2} = g_{12e} + jb_{12e} = \text{Rückwirkungsleitwert } (u_1 = 0)$$

$$b_{12e} = \omega \, C_{12e}; \tag{21}$$

$$y_{21e} = \frac{i_2}{u_1} = g_{21e} + jb_{21e} = y_{21e} \cdot e^{j\varphi} = \text{Steilheit } (u_2 = 0); \tag{22}$$

$$y_{22e} = \frac{i_2}{u_2} = g_{22e} + jb_{22e} = \text{Ausgangsleitwert } (u_1 = 0)$$

$$b_{22e} = \omega \, C_{22e}. \tag{23}$$

Daraus ist zu erkennen, daß die Elemente komplex sind. Sie haben einen Realleitwert; der Blindleitwert hat kapazitiven

Charakter. Der Basisbahnwiderstand nach Bild 6 wird mit etwa 100 Ω angegeben ($r_{bb'}$). Mit dem Eingangsleitwert (der eine Parallelschaltung von R und C ist) tritt bei steigender Frequenz eine immer größer werdende Spannungsteilung auf. Das aktive Element ist der Stromgenerator $g_m u_{b'e}$. Für die Steilheit ergibt sich mit guter Näherung

$$g_m u_{be} \approx 39 \cdot I_E; \tag{24}$$

$g_m u_{be}$ in mA/V, I_E in mA.

In der Literatur findet man einige Definitionen zur Steilheit usw. Deshalb sollen nachstehend die Definitionen erwähnt werden [11]:

Steilheit = Übertragungsleitwert vorwärts: Das ist das Verhältnis des Signalstroms im kurzgeschlossenen Ausgang ($Y_a = \infty$) zu der Signaleingangsspannung;

Steilheitsphase = φ Phasenverschiebung zwischen Kurzschluß-Ausgangsstrom und steuernder Eingangsspannung;

Steilheitsgrenzfrequenz = Signalfrequenz, bei der die Steilheit auf das 0,707fache des für tiefe Frequenzen vorhandenen Betrags abgesunken ist.

In den Kenndaten findet man noch zu folgenden Frequenzen die Werte

f_1 = Frequenz, bei der der Betrag der Kurzschlußstromverstärkung in Emitterschaltung für kleine Signale gleich 1 ist;

f_T = Übertragungsfrequenz $\approx f_1$;

f_0 = Bezugsfrequenz.

Der Eingangsquerleitwert hat den Wert

$$g_{b'e} \approx \frac{39\, I_E}{h_{21e}}; \tag{25}$$

$g_{b'e}$ in mS, I_E in mA.

Der ihm parallelliegende Kondensator (die sogenannte Diffusionskapazität) beträgt

$$C_{b'e} \approx \frac{60\, I_E}{f_\beta}; \tag{26}$$

$C_{b'e}$ in pF, I_E in mA, f in MHz .

Der Kollektorleitwert g_{ce} wird im Mittel (typabhängig) mit 35 μS angegeben. Die Parallelschaltung von $C_{b'c}$ und $g_{b'c}$ verursacht die Rückwirkung vom Ausgangskreis auf den Eingangskreis des Transistors.
Zur Verhinderung dieser Rückwirkung muß man eine gleich große Wechselspannung, aber entgegengesetzter Phase, der Basis des Transistors zuführen. Das erfolgt, wie in Bild 8 dargestellt, mit Hilfe einer Reihenschaltung von R und C. Grundsätzlich kann diese Rückführung auch eine Parallelschaltung sein, nur lassen sich dann die erforderlichen Werte schlecht realisieren. Wie sich aus Bild 8 ersehen läßt, wird das Neutralisationsglied auf der Sekundärseite des HF-Transformators angeschlossen. Das ist auf Grund der erforderlichen Phasenverschiebung notwendig. Die Werte von R_k und C_k sind frequenzabhängig. Für sie ergibt sich (Diagramm 2) [3]

$$R_N = \frac{r_{b'c}}{ü\,[1 + (\omega C_{b'c}\, r_{b'c})^2]} \tag{27}$$

und

$$C_N = \left(C_{b'c} + \frac{g^2_{b'c}}{\omega^2\, 2C_{b'c}}\right) ü\,; \tag{28}$$

$r_{b'c}$ ist der reziproke Wert von $g_{b'c}$. Man kommt auch ohne Sekundärseite aus, wenn eine Spule verwendet wird, die zwei entsprechende Wicklungen hat und der hochfrequenzmäßige Nullpunkt zwischen beiden liegt. Wir können uns merken, daß die Grenzfrequenz des Transistors um mindestens eine Größenordnung höher sein sollte als die Betriebsfrequenz.

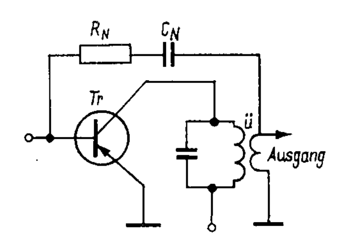


Bild 8

1.3. Einfluß der Temperatur

Bekanntlich werden die Kenndaten des Transistors von der Temperatur beeinflußt. Die in den Kennblättern angegebenen Werte beziehen sich auf die Umgebungstemperatur von 25 °C. Germaniumtransistoren sind bis 75 °C Kristalltemperatur und Siliziumtransistoren bis 150 °C betriebsfähig. Aus der folgenden Beziehung ist ersichtlich, wie der Kollektorstrom von der Umgebungstemperatur abhängt.

$$I_C \approx 825 \cdot I_{co} \cdot e^{0{,}1(\vartheta_j - \vartheta_{umg})} \; ; \qquad (29)$$

I_C in mA, I_{co} in mA, ϑ in °C.

Mit je 10 °C Temperaturerhöhung nimmt der Kollektorreststrom I_{co} bei Ge-Transistoren um das Doppelte bzw. bei Si-Transistoren um das Dreifache zu. Si-Transistoren haben aber um mehrere Größenordnungen geringere Restströme. Damit sich diese Eigenschaften des Reststroms weniger auswirken können, trifft man im Basiskreis entsprechende Vorkehrungen, die noch erläutert werden. Die maximale Verlustleistung $P_{C\,max}$ eines Transistors ergibt sich aus der Differenz von Kristall- und Umgebungstemperatur in Verbindung mit dem Wärmewiderstand K zu [1]

$$P_{C\,max} = \frac{\vartheta_j - \vartheta_{umg}}{K} \qquad (30)$$

($P_{C\,max}$ in mW, K in °C/mW)

mit

$$K = K_1 + K_2 \, . \qquad (31)$$

Infolge des Abfalls von P_c erwärmt sich der Kristall. Die Wärmewiderstände leiten nun je nach ihren Eigenschaften die vorhandene Wärme ab. Je geringer K wird, um so besser findet eine Wärmeableitung statt. Entsprechend Gl. (31) setzt sich K wie folgt zusammen:

K_1 = innerer Wärmewiderstand vom Transistor zum Gehäuse. Sein Wert wird allgemein in den Kenndaten angegeben, wobei beträchtliche Schwankungen möglich sind;

K_2 = äußerer Wärmewiderstand, der in Verbindung mit der Kühlfläche die am Transistorgehäuse vorhandene Wärmemenge an die Umgebung abgibt.

Der äußere Wärmewiderstand ist

$$K_2 = \frac{1}{\alpha_W F}; \tag{32}$$

$$\alpha_W \approx \frac{1{,}5\ \text{mW}}{\text{cm}^2\ \text{C}^\circ};$$

K_2 in °C/mW, F = Kühlblechfläche in cm^2.

α_W wird als Wärmeaustauschkonstante bezeichnet; sie hängt vom Aufstellungsort und von der Ausführung der Kühlfläche ab.

Mit der Temperaturdifferenz $\vartheta_j - \vartheta_{umg} = \Delta T$ erhalten wir nun die Kühlfläche

$$F = \frac{P_{C\,max}}{\alpha_W (\Delta T - K_1 P_{V\,max})}. \tag{33}$$

Es ist ersichtlich, daß mit

$$K_2 = \frac{\Delta T}{P_{C\,max}} - K_1 \tag{34}$$

der äußere Wärmewiderstand ermittelt werden kann, den unsere Kühlfläche verwirklicht. Aus Diagramm 3 in Abschnitt 11. können wir die Abmessungen der Kühlfläche ersehen. Bei waagerechter Anordnung muß der Wert noch mit 1,3 multipliziert werden. Bei geschwärzter Kühlfläche beträgt der Faktor 0,7. Die Werte gelten für eine Anordnung des Transistors in der Mitte der Kühlfläche.

1.4. Bemerkungen zum Rauschen bei Transistoren

In NF-Verstärkern mit Transistoren ist z. B. ein stärkeres Rauschen als bei Röhrenschaltungen zu verzeichnen. Schaltet man an den Ausgang eines mehrstufigen NF-Verstärkers einen Indikator, so läßt sich mit seiner Hilfe ein Rauschen wahrnehmen. Dadurch wird der Verstärkungsgrad eingeschränkt.

Voraussetzung ist ein entsprechendes Signal/Rausch-Verhältnis. Das Rauschen setzt sich aus Wärmerauschen und Funkeleffekt zusammen. Deshalb sollte man beim Aufbau transistorisierter Eingangsstufen folgende Hinweise beachten:

— Die Spannung $-U_{CE}$ muß möglichst unter 1 V gewählt werden;
— der Kollektorstrom darf 0,5 mA nicht übersteigen;
— die Grenzfrequenz des Transistors soll wenigstens den $10 \cdot f_{Band}$ betragen (f_{Band} = zu übertragendes Frequenzband);
— der Generatorwiderstand muß einen möglichst kleinen Wert haben.

Diese Hinweise sollen nun durch einige wichtige Beziehungen ergänzt werden. Die im Transistor erzeugte Rauschleistung beträgt

$$P_{tr} = 4\,kT\,\Delta f; \qquad (35)$$

P_{tr} in W, $k = 1{,}38 \cdot 10^{-23}$ Ws/°K (°K = absolute Temperatur), Δf = Bandbreite in Hz.
Die am rauschenden Widerstand R_{tr} abfallende Rauschspannung ist danach [3]

$$u_{tr} = 2\sqrt{kT\,\Delta f\,R_{tr}}. \qquad (36)$$

Das Verhältnis der Leistung von Gl. (35) und der in den Eingang des Transistors transformierten Rauschleistung des Generators (Antenne usw.) P_g ergibt dann die Rauschzahl

$$F = 1 + \frac{P_{tr}}{P_g}. \qquad (37)$$

Von besonderem Interesse ist das Signal/Rausch-Verhältnis am Ausgang des Verstärkers. Dieses liegt bei [12]

$$A = \frac{P_{si}}{(P_{tr} + P_g)}. \qquad (38)$$

Darin soll P_{si} die am Eingang des Transistors vorhandene Signalleistung sein. In Verbindung mit dem Generatorwiderstand R_g, der zu übertragenden Bandbreite Δf, der mittleren Rauschzahl des Transistors (Kennwert) und dem gewünschten

Signal/Rausch-Verhältnis A ergibt sich am Eingang des Transistors die kleinstmögliche Signalspannung

$$u_s = 2\sqrt{kTR_gF_mA\,\Delta f}\,. \qquad (39)$$

Setzen wir T = 300 °K, das Leistungsverhältnis 6,5 (F_m) sowie die Bandbreite für Amateurzwecke von 300 Hz bis 3500 Hz, so wird

$$u_s \approx 1{,}8 \cdot 10^{-8}\sqrt{R_g \cdot A}\,; \qquad (40)$$

u_s in V, R_g in Ω, A als Verhältniszahl.

Beispiel 1

Welchen Kurzschlußstromverstärkungsfaktor h_{21b} erhält man, wenn dieser in Emitterschaltung 25 beträgt? Wie groß ist die Stromverstärkung v_i, wenn sich im Kollektorkreis ein Lastwiderstand von 10 kΩ befindet?

Mit Gl. (5) wird

$$h_{21b} \approx \frac{-25}{1+25} = -0{,}961\,.$$

In Verbindung mit Gl. (11) müssen wir zunächst h_{22b} ermitteln. Entsprechend Abschnitt 10. können wir

$$h_{22b} \approx \frac{60}{26} = 23\,\mu S$$

ausrechnen. Also ist

$$v_i = \frac{-0{,}961}{1 + 2{,}3 \cdot 10^{-5} \cdot 10^4} = -0{,}78\,.$$

Wir erkennen, daß sich durch den Lastwiderstand R_L die Stromverstärkung verringert.

Beispiel 2

Die Kennwerte eines Transistors in Emitterschaltung sind $h_{11e} = 2$ kΩ; $h_{12e} = 5 \cdot 10^{-4}$; $h_{21e} = 40$; $h_{22e} = 60\,\mu S$.

Der Generatorwiderstand ist mit 200 Ω vorgesehen. Welchen Ausgangswiderstand erhalten wir?

Es wird Gl. (1) herangezogen. Aus den oben angegebenen Werten können wir die Determinante h_e bestimmen.

$$\Delta h_e = 2 \cdot 10^3 \cdot 6 \cdot 10^{-5} - 4 \cdot 10^1 \cdot 5 \cdot 10^{-4}$$
$$= 1{,}2 \cdot 10^{-1} - 0{,}2 \cdot 10^{-1} = 0{,}1$$

Nun setzen wir in Gl. (11) ein:

$$r_2 = \frac{1 + 0{,}2}{0{,}1 + 6 \cdot 2 \cdot 10^{-3}} = 10{,}73\ \mathrm{k\Omega}\,.$$

Beispiel 3

Wir haben in einer Emitterschaltung einen Lastwiderstand von 5 kΩ. Die Kennwerte sind
$h_{11e} = 1{,}5\ \mathrm{k\Omega}$; $h_{12e} = 5 \cdot 10^{-4}$; $h_{21e} = 20$; $h_{22e} = 8 \cdot 10^{-5}\ \mathrm{S}$.
Welche Leistungsverstärkung können wir erwarten?
Wenn wieder Δh_e bekannt ist, kann man mit Gl. (14) v_p ermitteln.
$\Delta h_e = 1{,}5 \cdot 10^3 \cdot 8 \cdot 10^{-5} - 5 \cdot 10^{-4} \cdot 2 \cdot 10^{11} = 0{,}11$
Nun können wir einsetzen:

$$v_p = \frac{4 \cdot 10^2 \cdot 5 \cdot 10^3}{(1{,}5 + 0{,}11 \cdot 5)\,(1 + 0{,}4)} = 700$$

oder in dB $\triangleq$ 10 log 700 ≈ 28 dB.

Beispiel 4

Bei einem HF-Transistor ist bekannt, daß $g_{b'c}$ $2\ \mu\mathrm{S}$ und $C_{b'c} = 15\ \mathrm{pF}$ sind. Es sollen 500 kHz verstärkt werden. Berechne den Widerstand R_N zur Neutralisation, wenn $ü = 10$!
Es sind die gegebenen Werte in Gl. (27) einzusetzen:

$$R_N = \frac{5 \cdot 10^5}{10\,[1 + (6{,}28 \cdot 2{,}5 \cdot 1{,}5)^2]} \approx 67{,}5\ \Omega\,.$$

Beispiel 5

Ein NF-Generator habe einen Innenwiderstand von 200 Ω. Ermittle die kleinstmögliche Signalspannung am Transistoreingang, wenn ein Signal/Rausch-Verhältnis von 100 erwünscht ist!
Durch Einsetzen in Gl. (40) erhalten wir

$$u_s \approx 1{,}8 \cdot 10^{-8} \sqrt{2 \cdot 10^4} = 2{,}5 \cdot 10^{-6}\ \mathrm{V} = 2{,}5\ \mu\mathrm{V}\,.$$

2. Einstellung des Arbeitspunkts beim Transistor

Infolge der relativ großen Exemplarstreuungen des Transistors ist es nicht sehr einfach, einen einmal festgelegten Arbeitspunkt bei einem anderen Exemplar gleichen Typs zu reproduzieren. Allerdings gibt es diese Variante in der Technik des KW-Amateurs kaum. Vielmehr möchte er den ihm gerade zur Verfügung stehenden Transistor optimal arbeiten lassen. Wenn keine Unterlagen zur Verfügung stehen (z. B. Kennlinienfeld), dann hilft nur noch eine experimentelle Einstellung des gewünschten Arbeitspunkts. Es soll aber so vorgegangen werden, als wären die Transistorkennwerte bekannt. Durch die relativ große Steilheit machen sich Toleranzen der Widerstände, Ungenauigkeiten von Meßwerten, Abhängigkeiten bezüglich der Temperatur usw. bemerkbar, die es in den seltensten Fällen gestatten, mit Hilfe der bekannten Beziehungen die Widerstandswerte für den gewünschten Arbeitspunkt zu errechnen. Aus diesem Grunde hat das gute „alte“ Potentiometer schon gute Dienste geleistet. Die Gefahr der Überlastung des Transistors ist besonders für einen ungeübten Experimentator vorhanden. Wir wollen unsere Beziehungen so weit der Praxis angleichen, daß im Mittel die errechneten Widerstände zum Erfolg führen.

2.1. Widerstand R_1 in der Basisleitung

Diese einfachste Arbeitspunkteinstellung können wir unter anderem verwenden, wenn kaum Temperaturänderungen vorkommen. Bild 9 läßt die Situation erkennen. Die Spannungen werden ohne Vorzeichen angegeben, um sowohl für pnp- als auch für npn-Transistoren die Widerstände zu ermitteln. Für R_1 ergibt sich

$$R_1 = \frac{U_0 - U_{BE}}{I_B}; \qquad (41)$$

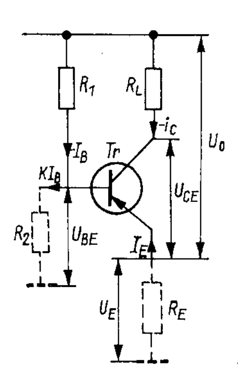


Bild 9

R_1 in kΩ, U in V, I in mA.
Setzen wir voraus, daß die Batteriespannung U_0 richtig gemessen ist, so werden I_B und U_{BE} nach den Veröffentlichungen des Transistorherstellers eingesetzt. Sie sind aber nur Mittelwerte; der errechnete Wert von R_1 muß also nicht stimmen. Schließlich sollten wir berücksichtigen, daß R_1 selbst eine Toleranz aufweist. Demnach braucht R_1 in der Schaltung nicht den richtigen Spannungsabfall für den Arbeitspunkt zu erzeugen. In den meisten Fällen können wir $U_{BE} < 0{,}05\ U_0$ annehmen. Des weiteren wird das Gleichstromverhältnis

$$\beta^* = \frac{I_C}{I_B} \tag{42}$$

eingeführt. Das hat den Vorteil, daß wir vornehmlich mit dem Kollektorstrom I_C rechnen können (I_B ist mit den Mitteln, die dem Amateur zur Verfügung stehen, kaum exakt zu messen). Gl. (41) vereinfacht sich nach diesen Voraussetzungen in

$$R_1 \approx \frac{U_0}{I_C} \beta^* \ . \tag{43}$$

Wird also U_0, I_C und β^* ungenau gemessen oder in die Gl. eingesetzt, so erhalten wir für R_1 den maximalen Fehler von

$$\frac{\Delta R_1}{R_1} \approx \frac{\Delta U_0}{U_0} + \frac{\Delta I_C}{I_C} + \frac{\Delta \beta^*}{\beta^*} . \tag{44}$$

Alle diese Fehler lassen sich nur dann eliminieren, wenn wir U_0, I_C und β^* genau bestimmen können. Da die genaue Bestimmung dieser Werte nicht vorausgesetzt werden kann, wählen wir zunächst einen etwas geringeren Wert von R_1, damit auf jeden Fall ein Kollektorstrom fließt, und erhöhen nach Bedarf (Arbeitspunkt) den Widerstand um einen Zusatzwiderstand. Der reduzierte Widerstand R_1 ist

$$R_1' = R_1 \left(1 - \frac{\Delta R_1}{R_1}\right) \tag{45}$$

mit dem Zusatzwiderstand

$$R_{1zu} = R_1 \frac{\Delta R_1}{R_1}. \tag{46}$$

Unter Berücksichtigung der genannten Probleme können wir einen Mittelwert von R_1 angeben, der für viele Situationen ausreichen wird. Sein Wert ist

$$R_{1\,mi} = 0{,}8\, R_1. \tag{47}$$

Aus Stabilitätsgründen legt man allgemein in die Emitterzuleitung einen Ohmschen Widerstand R_E. Thermische Rückkopplungen werden damit weitestgehend vermieden. Sein Wert liegt bei etwa

$$R_E \approx 0{,}1 \frac{U_0}{I_C}. \tag{48}$$

Durch den Spannungsabfall verringert sich die wirksame Spannung zwischen Kollektor und Emitter. Nehmen wir nun wieder an, daß $U_{BE} \approx 0{,}05\, U_0$ ist, so wird

$$R_1 \approx \frac{U_0'}{I_C} \beta^* \tag{49}$$

mit

$$U_0' = U_0 - R_E I_C \frac{(1 + \beta^*)}{\beta^*}. \tag{50}$$

Mit Rücksicht auf die eventuell auftretenden Ungenauigkeiten beim Einsetzen der Werte in die Beziehungen wählen wir wieder $R_{1\,mi} = 0{,}8\, R_1$.

2.2. Spannungsteiler für die Basisspannung

Eine wesentliche Stabilisierung des Arbeitspunkts ergibt sich durch Anwendung eines Spannungsteilers, der zwischen Batteriespannung, Basis und Masse liegt (vgl. dazu Bild 9). Über R_2 läßt man einen k-mal größeren Strom als den Basisstrom fließen. Es ist

$$R_1 = \frac{U_0 - U_{BE} - I_E R_E}{I_1}\,; \qquad (51)$$

R_1 in kΩ.

Der Strom I_1 ist

$$I_1 = I_2 + I_B \qquad (52)$$

oder mit $I_2 = k \cdot I_B$

$$I_1 = I_B\,(1 + k)\,. \qquad (53)$$

Setzen wir nun I_1 in Gl. (51) ein, so ergibt sich

$$R_1 = \frac{U_0 - U_{BE} - I_E R_E}{I_B\,(1 + k)} = R_2 \frac{U_0 - U_{BE} - I_E R_E}{(R_2 I_B + U_{BE} + I_B R_E)} \qquad (54)$$

Zu berücksichtigen ist, daß R_2 maßgebend mit in die Größe des Eingangswiderstands der Stufe eingeht. Übliche Werte sind etwa 3 bis 10 kΩ. Wollen wir in Gl. (54) R_E gegen Null gehen lassen, muß k neu festgelegt werden; denn es ist auch

$$k = \frac{U_{BE} + (I_B + I_C)\,R_E}{I_B R_2}\,. \qquad (55)$$

Zur Abschätzung der Größe von R_1 nehmen wir dann an, daß $U_E = 0{,}1\,U_0$ und $k = 2$ ist. Damit ist aber

$$R_1 \approx \frac{0{,}28\,U_0}{I_B} = \frac{0{,}28\,U_0\,\beta^*}{I_C}\,; \qquad (56)$$

R_1 in kΩ, U_0 in V, I_C in mA.

Über einige Umformungen ist auch

$$R_2 = \frac{U_0\,\beta^*}{k\,I_C} - \frac{(1 + k)}{k} R_1\,. \qquad (57)$$

Durch Einsetzen von Gl. (56) in obige Beziehung erhält man mit guter Näherung

$$R_2 \approx \frac{0{,}08\, U_0}{I_B} \approx \frac{0{,}08\, U_0\, \beta^*}{I_C}\,; \tag{58}$$

R_2 in kΩ.
Für manche Zwecke wird es wünschenswert sein, den Gesamtwiderstand des Spannungsteilers von vornherein zu kennen. Er ist

$$R_{ges} = \frac{U_0}{I_B\,(1 + k)}\,; \tag{59}$$

R_{ges} in kΩ.
In Verbindung mit den eingangs erwähnten Fehlermöglichkeiten können wir einerseits auch hier in die Schaltung zunächst $R_{1\,mi} \approx 0{,}85\, R_1$ einsetzen. Andererseits besteht für den weniger erfahrenen Amateur die Möglichkeit, R_2 [Gl. (58)] einzulöten und R_1 vorübergehend durch ein Potentiometer nachzubilden.

2.3. Vorwiderstand für gleitenden Basisstrom

In der Schaltung nach Bild 10 legt man den Vorwiderstand nicht an U_0, sondern direkt an den Kollektor des Transistors. Durch diese Maßnahme wird die Temperaturabhängigkeit des Basisstroms verringert. Allerdings muß $U_{CE} < 0{,}8\, U_0$ sein. Zusätzlich wird die Stufenverstärkung herabgesetzt (Gegen-

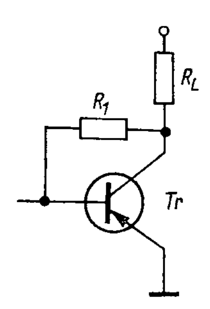


Bild 10

kopplung). Um diesen ungewollten Effekt zu vermeiden, kann man R_1 aufteilen und einen Teil des Widerstands mit einer entsprechenden Kapazität überbrücken. Dadurch gelangt die rückgeführte Wechselspannung nicht nach Masse. Es ist allgemein

$$R_1 = \frac{U_0 - U_{BE} - (I_B + I_C) R_L}{I_B}; \tag{60}$$

R_1 in kΩ, U in V, R in kΩ, I in mA.
Soll R_1 wieder mit etwa 2% Genauigkeit ermittelt werden, so müssen wir U_0 etwa mit 10 V voraussetzen. In diesem Falle haben wir

$$R_1 \approx \left(\frac{U_0}{I_C} - R_L\right)\beta^*; \tag{61}$$

R_1 in kΩ.
Halten wir uns bezüglich U_{CE} an die eingangs getroffenen Voraussetzungen, so ergibt sich

$$R_1 \approx \frac{0{,}2\, U_0}{I_C}\beta^*; \tag{62}$$

R_1 in kΩ.
Die Ergebnisse verändern sich auch dann nicht, wenn ein Teil der Spannung an einem Widerstand R_E abfällt.

3. Gegenkopplung

Im vorhergehenden Abschnitt wurde schon wiederholt auf die Wirkung der Widerstände im Wechselstromkreis des Transistors hingewiesen, wenn diese nicht durch einen Kondensator entsprechender Kapazität überbrückt werden. Überbrücken wir beispielsweise R_E nicht mit einer genügend großen Kapazität, dann ergeben sich Verstärkungsänderungen in der Stufe. Zum anderen würde R_E überhaupt eine Gleichstromgegenkopplung bewirken, d. h., durch diesen Widerstand wird eine thermische Rückkopplung vermieden. In diesem Abschnitt sind nun zwei grundsätzliche Gegenkopplungsarten beschrieben, die die in der Stufe entstandenen Verzerrungen herabsetzen. Es soll also in diesem Fall bewußt „gegengekoppelt" werden. Das Prinzip besteht bekanntlich darin, indem man dem Eingang der Transistorstufe einen Teil der Ausgangsspannung gegenphasig zuführt. Wir erreichen durch die Gegenkopplung, je nach ihrem Grad, eine Erhöhung der Stabilität der Schaltung; Exemplarstreuungen werden weniger kritisch, Ein- und Ausgangswiderstand erhöhen sich. Durch diese Verbesserungen verringert sich allerdings die Stufenverstärkung.

3.1. Stromgegenkopplung

Bild 11 zeigt die Schaltung. Der Widerstand R' dient zur Gegenkopplung. Wir können R_E und C_E gegebenenfalls entfallen lassen; jedoch ist das von der zur Verfügung stehenden Batteriespannung abhängig. Infolge R' verändern sich die h-Parameter. Es kann vorausgesetzt werden, daß $h_{21} \gg 1$ und $h_{12} \ll 1$ ist. Mit $g = h_{22} R'$, der ebenfalls wesentlich kleiner 1 ist, ergibt sich [3] für die Parameter

$$
\begin{aligned}
h'_{11} &= h_{11} + R'h_{21};\\
h'_{12} &= h_{12} + R'h_{22}; \qquad (63)\\
h'_{21} &= h_{21};\\
h'_{22} &= h_{22}\,.
\end{aligned}
$$

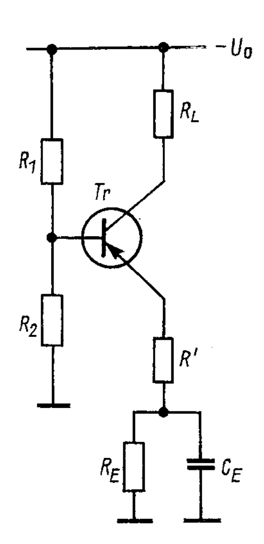


Bild 11

Der Eingangswiderstand des Transistors ist dann

$$r_{1g'} = \frac{h_{11} + R'h_{21} + \Delta h\, R_L}{1 + h_{22}\, R_L} \tag{64}$$

und der Ausgangswiderstand

$$r_{2g} = \frac{h_{11} + R'h_{21} + R_g}{\Delta h + h_{22}\, R_g}\,.$$

Die Determinante Δh verändert sich nicht.

Die Spannungsverstärkung, bezogen auf die Generatorspannung u_g, ergibt sich aus

$$v_{ug} = \frac{u_{ce}}{u_g} = -\frac{h_{21}\, R_L}{h_{11} + R_g + h_{21}\, R' + R_L(h + h_{22}\, R_g)}, \tag{65}$$

für die Stromversorgung erhält man

$$v_{ig} = \frac{i_c}{i_b} = -\frac{h_{21}}{1 + h_{22}\, R_L}\,. \tag{66}$$

Die Leistungsverstärkung ist wieder

$$v_p = v_{ug} \cdot v_{ig}\,. \tag{67}$$

Die Gleichungen lassen erkennen, daß sich der Ein- und Ausgangswiderstand erhöht haben. Da die Spannungsverstärkung zurückgegangen und die Stromverstärkung geblieben ist, muß zwangläufig die Leistungsverstärkung ebenfalls geringer werden.

3.2. Spannungsgegenkopplung

Wir können hierzu Bild 10 nehmen. Allerdings verändert sich R_1 in R_1', denn es soll jetzt zusätzlich ein gewünschter Grad der Gegenkopplung eingestellt werden. Aus diesem Grunde muß man R_1' mit R_1 vergleichen, um gegebenenfalls nach dem erforderlichen Wert für den Arbeitspunkt ausweichen zu können. Es ist hier $g' = h_{11}/R_1'$.
Da $g' \ll 1$, $h_{12} \ll 1$ und $h_{21} \gg 1$, gilt

$$\begin{aligned} h_{11}' &= h_{11}; \\ h_{12}' &= h_{12} + g'; \\ h_{21}' &= h_{21}; \\ h_{22}' &= h_{22} + g' \frac{h_{21}}{h_{11}}. \end{aligned} \tag{68}$$

Es wird nun der Eingangswiderstand

$$r_{1g}' = \frac{h_{11} + \Delta h R_L}{1 + R_L \left(h_{22} + \frac{h_{21}}{R_1'}\right)} \tag{69}$$

sowie der Ausgangswiderstand

$$r_{2g}' = \frac{h_{11} + R_g}{\Delta h + R_g \left(h_{22} + \frac{h_{21}}{R_1'}\right)}. \tag{70}$$

Die Spannungsverstärkung bezüglich der Generatorspannung ergibt sich wieder zu

$$v_{ug}' = \frac{u_c}{u_g'} = -\frac{h_{21} R_L}{h_{11} + R_g + R_L \left[\Delta h + R_g \left(h_{22} + \frac{h_{21}}{R_1'}\right)\right]} \tag{71}$$

und die Stromverstärkung

$$v_{ig}' = \frac{i_c}{i_b} \approx \frac{h_{21}}{1 + R_L\left(h_{22} + \frac{h_{21}}{R_1'}\right)}. \tag{72}$$

Die Leistungsverstärkung läßt sich nach Gl. (67) bestimmen. Sie wird auch bei der Spannungsgegenkopplung geringer, da sich die Stromverstärkung reduziert. Ein- und Ausgangswiderstand erhalten ebenfalls geringere Werte.

Beispiel 6

Die Kenndaten eines Transistors sagen aus, daß die Kurzschlußstromverstärkung in Emitterschaltung 40 beträgt. Es soll im Arbeitspunkt ein Kollektorstrom von 1 mA fließen. Welchen Basisvorwiderstand müssen wir vorsehen, wenn die Batteriespannung $-U_0 = 12$ V beträgt? Nach Gl. (43) ist

$$R_1 = \frac{12 \cdot 40}{1} = 480\ \mathrm{k\Omega}.$$

Auf Grund der auftretenden Fehler setzen wir zunächst

$$R_{1mi} = 0{,}8 \cdot 480 = 380\ \mathrm{k\Omega}$$

in die Schaltung ein. Dabei besteht die Möglichkeit, daß dieser Wert eventuell noch einer Korrektur bedarf!

Beispiel 7

Nach dem Kennlinienfeld eines Transistors soll bei $-U_{CE} = 6$ V ein Kollektorstrom von 2 mA fließen. Der kollektorseitige Widerstand R_L soll den Wert von 2,5 kΩ haben. Bestimme die Widerstandswerte von R_1, R_2 und R_E! Dabei sind $\beta = 20$, $-U_0 = 12$ V und $k = 2$.

Zunächst ermitteln wir den Spannungsabfall an R_L

$$U_L = I_C \cdot R_L = 2 \cdot 2{,}5 = 5\ \mathrm{V}.$$

Also würde der Spannungsabfall an R_E

$$U_E = U_0 - U_L - U_{CE} = 1\ \mathrm{V}$$

betragen. Da wir in diesem Fall bei unseren Betrachtungen Kleinsignalverstärkung voraussetzen, gilt $\beta^* \approx \beta$.

Also wäre mit Gl. (42)

$$I_B = \frac{2}{20} = 0{,}1 \text{ mA}.$$

Demnach ist $R_E = \dfrac{U_E}{I_B + I_C} = \dfrac{4}{2{,}1} = 0{,}477 \text{ k}\Omega.$

Die Spannung U_{BE} liegt im allgemeinen bei 0,2 V; deshalb vernachlässigen wir sie gegenüber U_0. Es wird dann mit Gl. (54)

$$R_1 \approx \frac{12 - 1}{0{,}1 \cdot 3} = 36 \text{ k}\Omega$$

und mit Gl. (57)

$$R_2 \approx \frac{12 \cdot 20}{2 \cdot 2} - \frac{3}{2} \cdot 36 = 5 \text{ k}\Omega.$$

Beispiel 8

Wie groß ist das Verhältnis der Eingangswiderstände einer Emitterstufe, wenn Stromgegenkopplung vorgesehen wird? Dazu beziehen wir uns auf den Eingangswiderstand einer Emitterstufe, wenn diese nicht gegengekoppelt ist. Mit den Gl. (10) und Gl. (64) ergibt sich

$$Q = \frac{h_{11} + \Delta h \, R_L + h_{21} \, R'}{h_{11} + \Delta h \, R_L} = 1 + \frac{h_{21} \, R'}{h_{11} + h \, R_L}.$$

Setzen wir beispielsweise $R' = 50\,\Omega$; $h_{21} = 30$; $R_L = 1 \text{ k}\Omega$; $h_{11} = 1{,}5 \text{ k}\Omega$ und $\Delta h = 0{,}05$, so wird $Q = 1{,}1$. Also wäre $r_{1g} \approx 10\,\%$ größer als r_1.

4. Der Transistor als Verstärker

Es wurde schon erwähnt, daß der Transistor ein aktiver Vierpol ist. Betreibt man also den Transistor bei seinen Betriebswerten, so kann man am wirksamen Wechselstromwiderstand des Kollektorkreises und bei entsprechender Steuerleistung die verstärkte Signalleistung abnehmen. Ähnlich den Röhrenverstärkern unterscheiden wir in der Transistortechnik beispielsweise NF- und HF-Verstärker usw. Diese sollen in diesem Abschnitt besprochen werden.

4.1. NF-Verstärker in Anfangsstufen

Die von einem NF-Generator abgegebene Leistung muß soweit verstärkt werden, daß man sie einer Endstufe zur weiteren Verwendung zuführen kann. Bis zu dieser Stufe können wir mit Kleinsignalverstärkung rechnen. Infolge des relativ hohen Generatorwiderstands findet allgemein Stromsteuerung statt, d. h., $R_g \to \infty$. Als Lastwiderstand wird ein Ohmscher Widerstand vorgesehen. Zum besseren Verständnis der Verhältnisse betrachten wir Bild 12, das einen zweistufigen Verstärker zeigt. Zunächst gehen wir so vor, als wäre die zweite Stufe, d. h. die Belastung der ersten Stufe im Kollektorkreis nicht vorhanden. Es werden hauptsächlich Emitterstufen verwendet. Des weiteren ist es zweckmäßig, das Kennlinienfeld des ersten Quadranten unseres Transistors (Bild 13) zu untersuchen. Zunächst erkennen wir die Grenzen der Betriebswerte: die maximale Verlustleistung $P_{C\,max}$, den maximalen Kollektorstrom $I_{C\,max}$ als Parallele zur Abszisse und die maximale Kollektorspannung $-U_{C\,Emaxzu}$ als Parallele zur Ordinate. Diese Grenzwerte dürfen nicht überschritten werden; das gleiche gilt auch für $-I_C$ und $-U_{CE}$ bei Aussteuerung. Der Arbeitspunkt A könnte maximal auf der Hyperbel für P_C liegen. Jedoch befindet sich der Arbeitspunkt A bei Anfangsstufen weit innerhalb der genannten

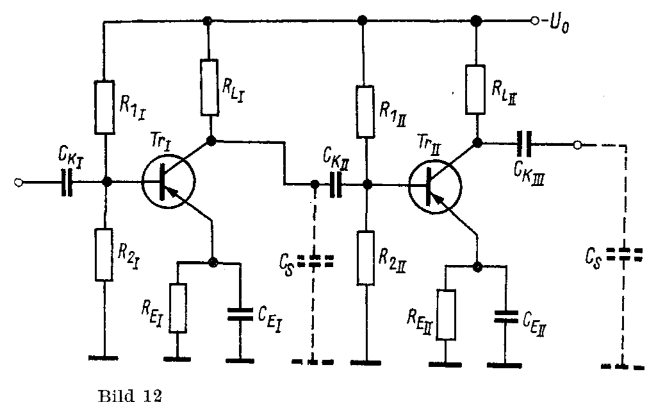


Bild 12

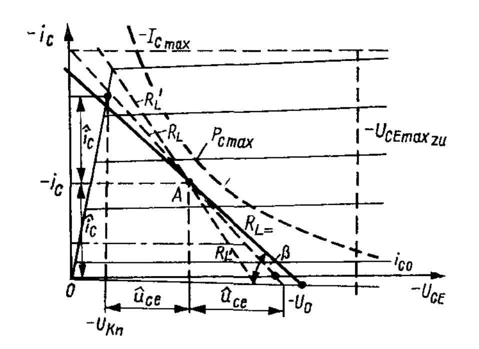


Bild 13

begrenzenden Linien. Wir benötigen für diese Stufen keine Kühlbleche, obwohl sich P_{Cmax} aus Gl. (30) ergibt.

Schließlich sei noch die sogenannte Kniespannung erwähnt. — U_{kn} begrenzt die Aussteuerung der Kollektorspannung, da unterhalb — U_{kn} die Kennlinien stark gekrümmt sind; es findet A-Betrieb statt. Damit haben wir im Arbeitspunkt A den Strom — I_C bei der Spannung — U_{CE}, bei dem Basisstrom I_B *und bei der anliegenden Basisspannung* — U_{BE}, ob ausgesteuert oder nicht ausgesteuert wird. Obgleich sich infolge der geringen Aussteuerung die im Kennlinienfeld

anzuzeigenden Wechselgrößen in diesen Stufen ungenau angeben lassen, soll das Prinzip jetzt schon genannt werden. Auf Grund des geringen Umfangs der Broschüre wird auf dieses Problem nicht noch einmal eingegangen. In Bild 13 ist die Arbeitsgerade $R_{L=}$ ersichtlich. Sie schneidet [1] die Abszisse bei $-U_0$ und die Grenzgerade. Der $\tan \beta$ dieser Geraden gibt den Leitwert $1/R_{L=}$ an. Nur in diesem speziellen Fall, bei dem parallel zum Ausgang des Transistors keine Last vorhanden ist, sind Gleichstromwiderstand $R_{L=}$ und R_L (Betrag der Wechselstromlast) identisch. Allerdings müßte der Widerstand R_E mit zu $R_{L=}$ gerechnet werden, was durch den etwas flacheren Verlauf in der Steigung der Geraden im Bild verdeutlicht wird. Also ist $R_{L=} > R_L$. Deshalb ergibt sich für R_L eine größere Steigung. An ihr sind die Aussteuerungen im Kollektorkreis ersichtlich. Die symmetrische Aussteuerung um A ergibt den Spitzenwert des Wechselstroms

$$\hat{i}_c \approx I_C \tag{73}$$

($\hat{i}_c$ in mA)
bei Vernachlässigung des Kollektorreststroms (sonst $\hat{i}_c = I_C - I'_{co}$). Die Kollektorwechselspannung (falls sie bis $-U_{kn}$ ausgesteuert wird) erhalten wir aus

$$\hat{u}_{ce} = |U_{CE}| - |U_{kn}|; \tag{74}$$

$\hat{u}_{ce}$ in V.

Also wäre

$$R_L = \frac{\hat{u}_{ce}}{\hat{i}_c} \tag{75}$$

(R_L in kΩ)
sowie die an ihn abgegebene Wechselstromleistung

$$P_0 = \frac{\hat{u}_{ce} \cdot \hat{i}_c}{2}; \tag{76}$$

P_0 in mW.

Der Gleichstromspannungsabfall am Widerstand $R_{L=} = R_L + R_E$ kann zur Ermittlung von

$$R_L + R_E = \frac{U_0 - U_{CE}}{I_C} \tag{77}$$

($R_L + R_E$ in kΩ)
dienen. Die Spannungen und der Strom sind als Betrag einzusetzen. In Verbindung mit β^* können wir auch R_L und R_E getrennt berechnen.

$$R_L = \frac{U_0 - U_{CE} - I_C \frac{(1 + \beta^*)}{\beta^*} R_E}{I_C}; \tag{78}$$

$$R_E = \frac{\beta^*}{1 + \beta^*} (U_0 - U_{CE} - I_C R_L) \cdot \frac{1}{I_C}; \tag{79}$$

R_L in kΩ, R_E in kΩ.

Mit der schon erwähnten Annahme, daß sehr oft $R_E \approx 0{,}1\ U_0/I_C$ gesetzt werden kann, vereinfachen sich die Beziehungen, und R_E ist sofort bekannt. Fällt man Lote von A und von den Aussteuerungsgrenzen in den 4. Quadranten, so lassen sich die Eingangswerte an der Basis ermitteln. I_B war schon durch A im 1. Quadranten bekannt. Das Lot im 4. Quadranten mit diesem Strom ergibt $-U_{BE}$. Die Aussteuerungsgrenzen ergeben dann die Amplituden von $\hat{i}_b$ und $\hat{u}_{be}$. Sie sind mit Näherung

$$\hat{u}_{be} \approx |U_{BE}|, \quad \hat{i}_b \approx |I_B|; \tag{80}$$

$\hat{u}_{be}$ in mV, $\hat{i}_b$ in mA.

In Verbindung mit der Spannungsverstärkung bzw. der Stromverstärkung (die in Gl. (15) u. Gl. (12) angegeben sind) ist auch

$$\hat{u}_{be} = \frac{\hat{u}_{ce}}{v_u} \text{ und } \hat{i}_b = \frac{\hat{i}_c}{v_i}. \tag{81}$$

Der Eingangswiderstand der Stufe ergibt sich somit zu

$$r_1 = \frac{\hat{u}_{be}}{\hat{i}_b}. \tag{82}$$

Mit diesem Widerstand ist demnach der Generator belastet. Wir dürfen allerdings nicht vergessen, daß infolge des meistens

vorhandenen Basisspannungsteilers die Widerstände R_1 und R_2 parallel r_1 liegen und hierdurch der Generator zusätzlich belastet wird. Die Steuerleistung ist

$$P_b = \frac{\hat{u}_{be} \cdot \hat{i}_b}{2}; \tag{83}$$

P_b in μW, $\hat{u}$ in mV, $\hat{i}$ in mA.
Schließlich können wir mit Gl. (76) die Leistungsverstärkung angeben.

$$v_p = \frac{P_0}{P_b} \tag{84}$$

Nun wissen wir, daß parallel dem Ausgang des Transistors außer dem Widerstand R_L allgemein ein weiterer Widerstand R_B liegt. Um die Verhältnisse nicht zu verwirren, ist es hier zweckmäßig, alle vorkommenden Belastungswiderstände des Transistorausgangs zu erwähnen.
Betrachten wir wieder Bild 12. Dabei wird angenommen, daß nunmehr auch die zweite Stufe in Tätigkeit ist. Da am Kopplungskondensator C_{k2} kein Spannungsabfall auftreten darf, liegt dem Ausgang der ersten Stufe der Eingangswiderstand r_{12} der folgenden Stufe und der Spannungsteiler R_{1II}/R_{2II} parallel. Es ist somit

$$R_B = \frac{r_{12}\, R_{1II}\, R_{2II}}{R_{1II}\, R_{2II} + r_{12}\, R_{1II} + r_{12}\, R_{2II}}; \tag{85}$$

R_B in kΩ, alle anderen Widerstände in kΩ.
Der resultierende Lastwiderstand für die erste Stufe wird

$$R_L' = \frac{R_L\, R_B}{R_L + R_B}; \tag{86}$$

R_L' in kΩ.
In Bild 13 wurde diese Arbeitsgerade eingezeichnet. Sie ist wesentlich steiler als R_L bzw. $R_L + R_E$ (entsprechend dem Gleichstromwiderstand); also würde $\hat{u}_{ce}$ geringer werden. Allerdings bleibt die Gerade $R_{L=}$ unverändert. Das Vorhandensein von R_L' muß bei den Überlegungen für eine gewünschte Verstärkung berücksichtigt werden. Für überschlagsmäßige

Betrachtungen können wir, wenn $R_L \gg r_{12}$ ist, $R_L' \approx r_{12}$ setzen. Hätten wir beispielsweise einen zweistufigen Verstärker nach Bild 12 mit gleichen Transistoren, so ergäbe sich mit der genannten Vernachlässigung die gesamte Spannungsverstärkung im mittleren Frequenzbereich;

$$v_{uge} \approx v_{uI} \cdot v_{uII} = \frac{h_{21}^2}{\left(\Delta h + \frac{h_{11}}{r_{12}}\right)\left(\Delta h + \frac{h_{11}}{R_{LII}'}\right)} \, . \qquad (87)$$

Es sollen noch der Steuerstrom und die Steuerspannung für die zweite Stufe angegeben werden.

$$\hat{i}_{bII} = \frac{R_{LI}'}{r_{12}} \hat{i}_{cI} \approx \frac{R_{LI}'}{r_{12}} i_{bI} \beta_I ; \qquad (88)$$

$$\hat{u}_{beII} = R_{LI} \cdot \hat{i}_{cI} \, . \qquad (89)$$

Der Generatorwiderstand für die zweite Stufe ist

$$R_{gII} = \frac{1/r_{2II} \cdot R_{LI} \cdot R_S}{1/hr_{22I} \, R_S'' 1/hr_{22I} \, R_{LI} + R_{LI} \, R_S} \qquad (90)$$

mit

$$R_S = \frac{R_{1II} \, R_{2II}}{R_{1II} + R_{2II}} \, . \qquad (91)$$

Damit nun die untere Frequenz unseres zu übertragenden Frequenzbandes möglichst ungeschwächt über die Kopplungskondensatoren gelangt, müssen sie mindestens folgenden Wert erhalten [2]:

$$C_K \approx \frac{1{,}59 \cdot 10^5}{f_u \, (R_{LI} + r_{12})} ; \qquad (92)$$

C_K in μF, f in Hz, R in Ω.

Für C_{KI} ist statt $R_{LI} \triangleq R_g$ und $r_{12} = r_{11}$ einzusetzen.
Die Kapazität des Emitterkondensators ergibt sich mit einiger Näherung [2] zu

$$C_E \approx \frac{1{,}59 \cdot 10^5 \beta}{f_u \, (r_{21}' + r_{12})} ; \quad C_E \text{ in } \mu\text{F, f in Hz, R in } \Omega. \qquad (93)$$

Der Leitwert von r'_{2I} ist

$$\frac{1}{r'_{2I}} = \frac{1}{r_{2I}} + \frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_S}; \qquad (94)$$

$\frac{1}{r'_{2I}}$ in S.

Da die Widerstände am Eingang des ersten Transistors zwar anders, aber in ähnlicher Größenordnung liegen und außerdem C_E in einer gangbaren Größe eingesetzt werden muß, können wir aus Gründen der Einheitlichkeit den nach Gl. (93) ermittelten Wert auch dort einsetzen.

4.2. Impedanzwandler

Der Eingangswiderstand des Transistors ist relativ niederohmig, er muß daher vielfach über einen Transformator an den Ausgang des Generators angeschlossen werden. Infolge der oberen Grenzfrequenz eines Transformators gelingt die Anpassung nur bis zu einem bestimmten Frequenzumfang. Dem Transformator ist auch nach unten eine Grenze gesetzt. Will man ohne Transformator auskommen, so bedient man sich einer oder mehrerer Kollektorstufen, die den Eingangswiderstand praktisch in jede gewünschte Größe bringen.
Bild 14 zeigt den prinzipiellen Aufbau einer Kollektorstufe. Der Widerstand R_1 liegt wechselstrommäßig dem Eingangs-

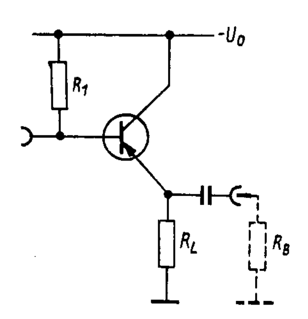


Bild 14

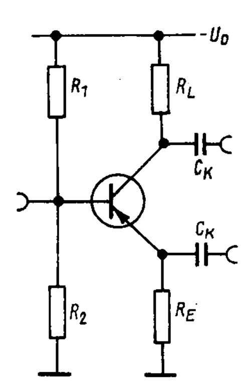


Bild 15

widerstand parallel, was unbedingt berücksichtigt werden muß. Wir erkennen weiter R_L; er ist an Stelle von R_E getreten. Wir müssen wieder den über C_{k1} angekoppelten Belastungswiderstand R_B berücksichtigen. Aus diesem Grunde ist der Arbeitswiderstand der Kollektorstufe wieder R_L'. Der Eingangswiderstand wird

$$r_{1c} \approx \left(\frac{R_L R_B}{R_L + R_B}\right)\beta; \tag{95}$$

mit Berücksichtigung von R_1

$$r_{1c}' = \frac{r_{1c} R_1}{r_{1c} + R_1} . \tag{96}$$

4.3. Phasenumkehrstufe

Zur Ansteuerung einer Gegentaktstufe benötigt man allgemein einen Gegentakttransformator. Die erforderlichen gegenphasigen Spannungen sind auch durch eine Phasenumkehrstufe erhältlich. Für Amateurzwecke wird eine solche Stufe eher zu realisieren sein als ein entsprechender Transformator, sie soll deshalb angeführt werden (Bild 15). Die

Spannungsverstärkung ergibt sich für beide gegenphasigen Spannungen kleiner 1. Im Kollektorkreis ist sie

$$v_{uc} = \frac{h_{21b} R_L}{h_{11b} + R_E} \tag{97}$$

und im Emitterkreis

$$v_{ue} = \frac{R_E}{h_{11b} + R_E} . \tag{98}$$

Der Emitterwiderstand hat den Wert

$$R_E = - h_{21b} R_L . \tag{99}$$

5. NF-Verstärker mit Transformatorkopplung

Durch Transformatoren können wir in einem bestimmten Frequenzbereich optimale Betriebsbedingungen erreichen. Andererseits benötigen wir zur Leistungsabgabe an den Verbraucher sehr oft einen Transformator. Es soll zunächst von der mit Transformatoren ausgerüsteten A-Verstärkerstufe gesprochen werden, wobei Treiber und Endstufe als im Verfahren gleich anzusehen sind. Danach wird noch die Gegentaktendstufe beschrieben.

5.1. Treiberstufe

Der in Bild 16 gezeigte Lastwiderstand R_B kann also der Lastwiderstand der Endstufe oder wie im Fall der Treiberstufe der gesamte Eingangswiderstand der Endstufe sein. R_B transformiert sich mit

$$R_L = ü^2 R_B \tag{100}$$

als Widerstand R_L in den Kollektorkreis des Transistors.

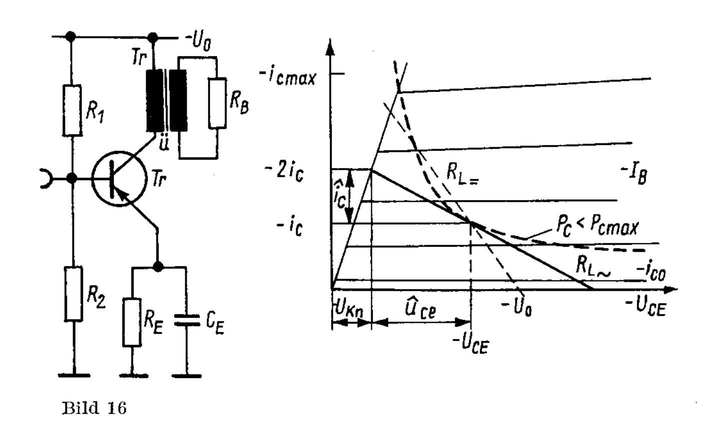


Bild 16

Die von der Treiberstufe aufzubringende Steuerleistung der Endstufe wird etwa doppelt so hoch eingesetzt als die errechnete. Infolge der im Transformator vorhandenen Verluste setzen wir einen praktischen Wirkungsgrad der Treiberstufe von 40% an. Deshalb ergibt sich für die in die Stufe hineingesteckte Gleichstromleistung [2]

$$P_{Ic} = 2{,}5 \cdot P_0 \,. \tag{101}$$

Diese Leistung wird im Transistor umgesetzt; sie darf demnach niemals höher als $P_{C\,max\,zul}$ werden. Der Arbeitspunkt muß immer unterhalb der Verlusthyperbel sein. Auf jeden Fall liegt der Arbeitspunkt A auf der Gleichstromwiderstandsgeraden, wie aus Bild 16 ersichtlich ist. $R_{L=}$ setzt sich hier aus dem Gleichstromwiderstand der Primärwicklung und dem Widerstand R_E zusammen. Der Spannungsabfall an diesen Widerständen ist beim Entwurf der Schaltung nicht bekannt; der Erfahrungswert liegt bei 1,5 V. Der Fußpunkt von $R_{L=}$ schneidet auf der Abszisse $-U_0$. Legen wir durch den Punkt $-U_0 + 1{,}5$ eine Gerade senkrecht ins Kennlinienfeld bis zum Schnittpunkt der Leistungshyperbel, so erhalten wir den Arbeitspunkt A. In etwa $2I_C$ zeichnet man nun eine Waagerechte zur Abszisse, die man so weit zieht, bis sie $-U_{kn}$ schneidet. Das ist der Endpunkt unserer Wechselstromwiderstandsgeraden. Den anderen Endpunkt stellt die Kennlinie für $I_B = 0$ (also I'_{CO}) dar. Nun lassen sich wie in Abschnitt 4. alle interessierenden Größen ermitteln.

5.1.1. Eingangsübertrager

Da es möglich ist, daß eine Treiberstufe mit einem Eingangsübertrager versehen wurde, soll er hier mit genannt sein; er kann demnach auch bei Anfangsstufen verwendet werden. Mit dem primären und sekundären Wicklungswiderstand (R_p; R_{se}) ergibt sich für das Übersetzungsverhältnis [7]

$$ü = \frac{w_p}{w_{se}} = \sqrt{\frac{R_g + R_p}{r_1 + R_{se}}} = \sqrt{\frac{L_p}{L_{se}}} \approx \sqrt{\frac{R_g}{r_1}} \,. \tag{102}$$

L_p und L_{se} sind die Induktivitäten der Wicklung. Im Ein-

gangswiderstand des Transistors dürfen wir den Basisspannungsteiler nicht vergessen. Die primäre Induktivität errechnet sich bezüglich der unteren Grenzfrequenz aus

$$L_p = \frac{8 \cdot 10^{-2} R_g}{f_u}; \tag{103}$$

L_p in H, R in Ω, f in Hz.

Mit dem Streufaktor, der sich bei guter Näherung mit $\sigma = 0{,}02$ annehmen läßt, ist die mittlere Frequenz im Übertragungsbereich

$$f_m \approx 1{,}13 \frac{R_g}{L_p}; \tag{104}$$

f_m in Hz.

Die obere Grenzfrequenz wird mit R_g, σ und L_p

$$f_0 \approx 16 \frac{R_g}{L_p}; \tag{105}$$

f_0 in Hz.

Mit dem vorhin angenommenen Wert von 0 wird $f_0/f_u \approx 200$.

5.1.2. Zwischen- oder Ausgangsübertrager

Beide Transformatorarten unterscheiden sich nur in der zu übertragenden Leistung. Zum Übersetzungsverhältnis soll noch einmal erwähnt werden, daß der Lastwiderstand R_B (beim Zwischenübertrager r_1 und R_S der folgenden Transistorstufe oder die Last der Endstufe) mit $ü^2$ in den Kollektorkreis transformiert wird. Die Primärinduktivität erhält man aus [7]

$$L_p \approx \frac{1{,}59 \cdot 10^{-1} r_2}{f_u}; \tag{106}$$

L_p in H, $r_2 = R_L$ für Endstufen.

Die Stromverstärkung im mittleren Frequenzbereich beträgt

$$v_{im} = \frac{\hat{i}_c}{\hat{i}_b} \approx -0{,}5\, h_{21} \sqrt{\frac{r_2}{R_B}} \tag{107}$$

sowie die Spannungsverstärkung

$$v_{um} = \frac{\hat{u}_{ce}}{\hat{u}_{be}} = - \frac{h_{21}}{\Delta h + \frac{h_{11}}{r_2}} . \tag{108}$$

Die Bezeichnung für r_1 bzw. r_2 mit kleinen Buchstaben soll die Verwechslung der Spannungsteilerwiderstände R_1 bzw. R_2 ausschließen. Hinsichtlich des Ausgangsübertragers gelten auf Grund der Großsignalverstärkung nicht mehr die h-Parameter.

Zur Dimensionierung des Ausgangsübertragers noch folgende Beziehungen:

Eisenquerschnitt (kein Luftspalt)

$$F \approx 3{,}16 \sqrt{P_0}; \tag{109}$$

F in cm^2, P in VA.

Primäre Windungszahl

$$w_p = \sqrt{\frac{L_p}{A_L}} ; \tag{110}$$

A_L — Wert in $\frac{H}{w^2}$.

Drahtdurchmesser

$$d_p = 0{,}4 \sqrt{\frac{q_w}{w_p}} ; \tag{111}$$

d_p in mm, q_w = Wickelfläche in mm^2.

Stromdichte im Draht

$$s = \frac{I_C}{q_p}. \tag{112}$$

Der Wirkungsgrad des Transformators ist mit etwa 90% anzusetzen, d. h., die zu gewinnende Leistung muß etwas höher sein.

5.2. NF-Leistungsstufe in B-Betrieb

Ähnlich wie durch röhrenbestückte Gegentaktstufen erhält man mit Transistoren einen relativ hohen Wirkungsgrad. Es wurde schon darauf hingewiesen, daß Stufen in A-Betrieb maximal etwa 50% erreichen können. Bekanntlich besteht die Eigenart des B-Betriebs darin, daß ohne Aussteuerung der Ruhestrom einen wesentlich geringeren Wert aufweist als der Kollektorstrom bei voller Aussteuerung. Da die Aussteuerung schwankend ist, wird demnach die Batterie entsprechend belastet. Die Verzerrungen werden geringer, wenn die Exemplare möglichst gleiche Kennwerte haben. Infolge der unterschiedlichen Aussteuerung (z. B. Sprache) ändert sich der Eingangswiderstand der Stufe. Da bei der Dimensionierung auf maximale Aussteuerung orientiert werden muß, wird Spannungssteuerung vorgesehen. Daraus folgt, daß der Generatorwiderstand (meistens Ausgang des Treibers) niederohmig ist. Wir haben in den B-Stufen mit Großsignalverstärkung zu rechnen. Der Stromverstärkungsfaktor hat einen geringeren Wert als die Kleinsignalverstärkung. In Bild 17 ist eine Gegentakt-B-Endstufe dargestellt. Bild 18 zeigt das Kennlinienfeld $I_C = f(-U_{CE})$ eines Transistors. Bemerkenswert zur Dimensionierung in Bild 17 ist, daß der Spannungsteiler R_1, R_2 möglichst niederohmig sein sollte. R_2 darf nicht von einem Kondensator überbrückt werden, weil sich dann eine zusätzliche Gleichspannung bilden würde, die den Arbeitspunkt verschiebt. Das gleiche trifft für den Emitterwiderstand zu. Man verzichtet dann auf R_E und stabilisiert mit einem NTC-Widerstand im Basis-Spannungsteiler (Näheres dazu aus der Spezialliteratur). Die zulässige maximale Kollektorverlustleistung ergibt sich wieder aus Gl. (30). Bedingt durch $-I_{C\,max\,zul}$ und $U_{CEmax\,zul}$ müssen wir bei Vollaussteuerung berücksichtigen, daß auch diese Werte nicht überschritten werden. Für die Batteriespannung gilt deshalb [1]

$$U_0 \leqq 0{,}5 \cdot U_{CEmax\,zul}\,. \qquad (113)$$

Den Kollektorruhestrom wählen wir so, daß er etwa 2%

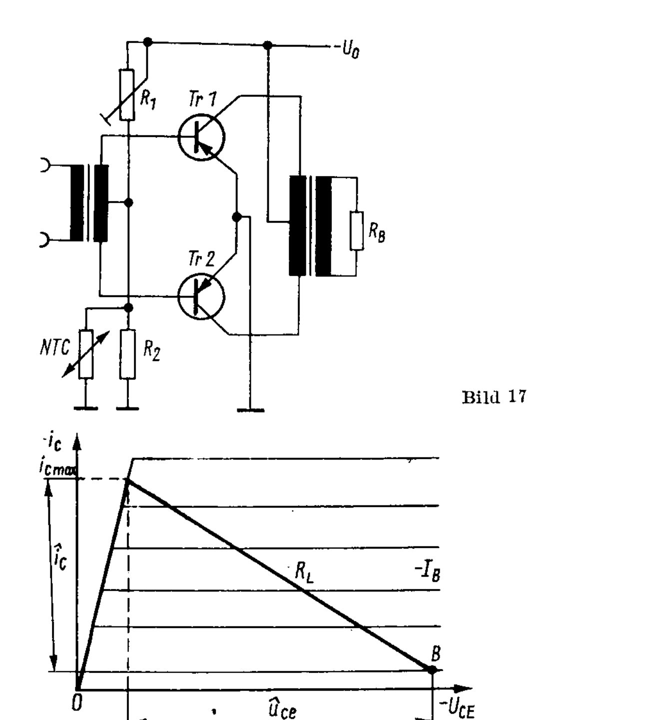


Bild 17

Bild 18

von $I_{C\,max\,zul}$ wird. Zur Wahl des Außenwiderstands einer Stufe sei bemerkt, daß

$$R_L \geqq \frac{U_0 - U_{kn}}{I_{C\,max\,zul}} \tag{114}$$

oder

$$R_L \geqq \frac{0{,}1\,U_0^2}{P_{v\,max\,zul}} \tag{115}$$

ist.

Der größere Wert beider Beziehungen entscheidet für die Dimensionierung. Der mit $ü^2 \cdot R_B$ in den Kollektorkreis

beider Transistoren transformierte Widerstand muß den Wert $4 \cdot R_L$ aufweisen. Mit Einführung des sogenannten Aussteuerungsgrads (der etwa das Verhältnis von Wechselgröße zu Gleichgröße angibt) wird [1]

$$\hat{i}_c = m\,(I_{C\,max} - I_{CB})\,. \tag{116}$$

Das B deutet auf den Arbeitspunkt im B-Betrieb hin (also der Kollektorstrom ohne Aussteuerung). Für die Kollektorwechselspannung eines Transistors ergibt sich

$$\hat{u}_{ce} = m\,(U_0 - U_{kn})\,. \tag{117}$$

Dann erhalten wir für die abgegebene Wechselstromleistung der gesamten Stufe allgemein

$$P_0 = \frac{\hat{i}_0 \cdot \hat{u}_{ce}}{2}\,. \tag{118}$$

Berücksichtigen wir I_{CB} und $-U_{kn}$ mit einem bestimmten Prozentsatz, so können wir in der Praxis

$$P_0 \approx 0{,}46 \cdot I_{C\,max} \cdot U_0 \cdot m^2 \tag{119}$$

(P_0 in mW, I in mA, U in V)

erreichen. Um Verwirrungen zu vermeiden, wird die Dimension Watt beibehalten, obgleich die Bezeichnung Voltampere richtiger wäre. Die von der Gegentakt-B-Endstufe aufgenommene kollektorseitige Gleichstromleistung beträgt

$$P_i = m\,\frac{2}{\pi}\,(I_{C\,max} - I_{CB}) \cdot U_0 + I_{CB} \cdot U_0\,. \tag{120}$$

Gehen wir wieder von denselben Voraussetzungen aus wie bei P_0, so ergibt sich

$$P_i \approx \frac{I_{C\,max} \cdot U_0}{\pi}\,(1{,}96\,m + 0{,}0628)\,; \tag{121}$$

P_i in mW.
Somit wäre für den Wirkungsgrad

$$\eta \approx \frac{0{,}46\,m^2}{(1{,}96\,m + 0{,}0628)}\,. \tag{122}$$

Wir sehen, η ist nur noch von m abhängig. Die Abhängigkeit von m können wir für praktische Wirkungsgrade aus dem Diagramm 4 entnehmen. Vernachlässigte man $I_{C\,max}$ und $-U_{kn}$, so ergäbe sich ein theoretischer Wirkungsgrad von etwa 78%. Schließlich ist noch die Kenntnis der Verlustleistung als Funktion von m von Bedeutung. Mit den oben getroffenen Voraussetzungen wäre

$$P_C = P_i - P_0 \approx I_{C\,max} U_0 [(0{,}63\,m + 0{,}02) - 0{,}46\,m^2]\,. \quad (123)$$

Die Steuerleistung ist ähnlich wie bei der Treiberstufe, indem zum Strom I_c die Spannung $\hat{u}_{be}$ und über den 2. Quadranten auf der Abszisse $\hat{i}_b \approx I_B$ abgelesen werden.

Beispiel 9

Ein mit Emitterstufen aufgebauter NF-Verstärker wird kollektorseitig von den Widerständen R_1, R_2 des Basisspannungsteilers sowie von dem Eingangswiderstand r_{12} der folgenden Stufe belastet. Um welchen Faktor verringert sich die Spannungsverstärkung einer Stufe, wenn man zunächst annimmt, daß der Ausgang dieser Stufe nicht belastet sei? Es sind gegeben: $R_{LI} = 5\,k\Omega$, $R_1 = 30\,k\Omega$, $R_2 = 8\,k\Omega$, $r_{12} = 1{,}1\,k\Omega$, $h_{21} = 20$, $h_{11} = 1\,k\Omega$ und $h = 0{,}05$.

Zunächst berechnen wir mit Gl. (15) die Spannungsverstärkung ohne zusätzliche Last;

$$v_u = -\frac{20 \cdot 5}{25 \cdot 10^{-2} + 1} = -80\,.$$

Nun ist mit Gl. (85)

$$R_B = \frac{1{,}1 \cdot 30 \cdot 8}{30 \cdot 8 + 1{,}1 \cdot 8 + 1{,}1 \cdot 30} = 0{,}933\,k\Omega$$

und nach Gl. (86)

$$R_L' = \frac{5 \cdot 0{,}933}{5{,}933} = 0{,}768\,k\Omega\,.$$

Wir setzen R_L' in die Gl. für v_u und erhalten

$$v_u' = \frac{20 \cdot 0{,}768}{3{,}84 \cdot 10^{-2} + 1} = -14{,}75;$$

also ist der Faktor

$$f = \frac{80}{14,75} = 5,43 .$$

Beispiel 10

Ein Niederfrequenzverstärker ist nach Bild 12 aufgebaut. Es soll die Größe des Kopplungskondensators bestimmt werden. Für die untere Grenzfrequenz sind 300 Hz vorgesehen. Der Widerstand $R_{LI} = 2\,k\Omega$ ist wesentlich geringer als r_2 der ersten Stufe. Der Eingangswiderstand r_{12} der folgenden Stufe soll 1 kΩ betragen.

Da $R_{LI} \ll r_2$, können wir Gl. (92) benutzen. Es sei darauf hingewiesen, daß man, wenn die eben genannte Voraussetzung nicht erfüllt ist, statt R_{LI} die Parallelschaltung beider vorsehen muß. Ähnlich liegen die Verhältnisse beim Eingangswiderstand der folgenden Stufe. Hier ist dann der Basisspannungsteiler zu berücksichtigen. Allerdings kann großzügig verfahren werden, da der Wert von C_K im Einsatz ohne Schwierigkeiten höher ausgelegt wird. Mit Gl. (92) ergibt sich

$$C_K \approx \frac{1,59 \cdot 10^5}{3 \cdot 10^2\,(2 + 1) \cdot 10^3} = 0,177\,\mu F .$$

Es kann also ein Wert von 0,5 μF verwendet werden.

Beispiel 11

Der Außenwiderstand einer Transistorendstufe betrage 100 Ω. Es sei bemerkt, daß bei Endstufentransistoren nicht die h-Parameter angegeben werden, da Großsignalverstärkung stattfindet. Aus dem Kennlinienfeld lassen sich die erforderlichen Betriebswerte entnehmen. Ermittle den Drahtdurchmesser der Primärwicklung (Transformator), wenn der Wickelraum 40 mm² und der A_L-Wert $2 \cdot 10^{-6}\,H/w^2$ aufweisen sowie die untere Grenzfrequenz von 50 Hz übertragen werden soll!

Es ist mit Gl. (106) die erforderliche Primärinduktivität

$$L_p \approx \frac{1,59 \cdot 10^{-1} \cdot 10^2}{5 \cdot 10^1} = 0,32\,H .$$

Damit ergibt sich nach Gl. (110) für

$$w_p = 10^3 \sqrt{\frac{0,32}{22}} \approx 400 \text{ w}$$

und nach Gl. (111)

$$d_p = 0,4 \sqrt{\frac{40}{400}} \approx 0,13 \text{ mm} .$$

Beispiel 12

Am Belastungswiderstand von 1 Ω der Gegentakt-B-Endstufe wird eine effektive Spannung von 1 V gemessen. Der Aussteuerungsgrad m hat seine Berechtigung bei sinusförmiger Aussteuerung; er möge 0,8 betragen. Der Wirkungsgrad der Ausgangstransformatoren liegt allgemein bei 0,7 bis 0,9 (auf Grund der zu erzeugenden Leistung nehmen wir 0,7 an). Berechne die von den Transistoren abzugebende Leistung, die Eingangsleistung sowie den Außenwiderstand zwischen den Kollektoren, wenn die Batteriespannung $-U_0 = 12$ V und die Kniespannung 0,5 V beträgt!

Bedingt durch den Wirkungsgrad des Transformators muß die Leistung der Transistoren

$$P_0 = \frac{P_B}{\eta_{Tr}} = \frac{1}{0,7} = 1,43 \text{ W}$$

betragen.

Mit Gl. (118) wird die Wechselspannung zwischen den Kollektoren

$$2\,\hat{u}_{ce} = 0,8\,(12 - 0,5) \cdot 2 = 18,4 \text{ V} .$$

Somit ist der Effektivwert 18,6/1,414 = 13 V;
also beträgt das Übersetzungsverhältnis ü = 13/1 = 13.
Der zwischen die Kollektoren transformierte Belastungswiderstand ist

$$R_{cc} = ü^2 \cdot R_B = 169\,\Omega .$$

Zur Bestimmung von P_i ermitteln wir nun i_c aus Gl. (118);

$$\hat{i}_c = \frac{2\,P_0}{\hat{u}_c} = \frac{2,86}{9,2} \approx 310 \text{ mA.}$$

Nach Gl. (116) ist unter Vernachlässigung von I_{CB}

$$I_{C\,max} = \frac{310}{0,8} = 390 \text{ mA}.$$

Mit Gl. (120) ergibt sich

$$P_i \approx 0,8 \frac{2}{3,14} 0,39 \cdot 12 = 2,38 \text{ W}.$$

Demnach wäre der Wirkungsgrad der Endstufe

$$\eta = \frac{1,43}{2,38} = 0,6 .$$

Etwa diesen Wert erhalten wir auch aus Diagramm 4.

6. HF-Verstärker

In diesem Abschnitt werden einige Beziehungen vorgestellt, die sich ergeben, wenn die Übertragungsfrequenz oberhalb des NF-Bands liegt. Es lassen sich jedoch nur die wichtigsten Beziehungen nennen, wobei auf eine Ableitung verzichtet werden muß. Das Ziel besteht darin, dem Praktiker die Problematik in Hochfrequenzübertragungseinrichtungen aufzuzeigen. Es sei allerdings darauf hingewiesen, daß sich in dieser Technik ein relativ hohes Maß an Experimentierkunst günstig auf das Gelingen eines Vorhabens auswirkt. Die nachstehenden Formeln geben einen Überblick darüber, wodurch z. B. die obere Grenzfrequenz eines Breitbandverstärkers beeinflußt wird, d. h. welche Maßnahmen vorzusehen sind, damit mit dem Transistor X noch verstärkende Wirkung für eine gewünschte Frequenz erzielt wird. Die Beziehung zwischen α- und β-Grenzfrequenz des Transistors tritt in den gebrachten Formeln weniger in Erscheinung, weil vorausgesetzt werden muß, daß bei den Breitbandverstärkern f_β um wenigstens eine Größenordnung höher liegt als die zu übertragende obere Frequenz. Die noch mehr oder weniger übliche Neutralisation bei selektiven HF-Verstärkern kann schon bald hinfällig sein (Integrated Screening).

6.1. Breitbandverstärker

Die Problematik läßt sich am besten an einem zweistufigen Verstärker (Bild 12) erklären. Es ist zu erkennen, daß es sich um Stufen mit Ohmschen Außenwiderständen handelt, denen Kapazitäten und Widerstände parallelliegen. Basisstufen finden keine Anwendung. Die untere Grenzfrequenz f_u ergibt sich praktisch durch die Größe des Emitterkondensators. Geht f_u gegen Null, so erfolgt direkte Kopplung zwischen den Stufen. Besonders interessiert nun die obere Grenzfrequenz f_0. Das Produkt aus Bandbreite und Verstärkung ist gleich

einer Konstanten, d. h., bei größerer Bandbreite müssen wir eine geringere Verstärkung in Kauf nehmen. Die angegebenen Beziehungen gelten vornehmlich für Legierungstransistoren. Die Kurzschlußvorwärtssteilheit ist frequenzabhängig;

$$y_{21} \approx \frac{S}{1 + j\,\omega\,\tau_0}\,. \tag{124}$$

Für niedrige Frequenzen ist $y_{21} = S$, also gleich der Steilheit. Die Zeitkonstante $\tau_0 = S \cdot r_{bb'}/\omega_\alpha$ charakterisiert die Eigenschaften des Transistors. Setzen wir in obige Beziehung τ_0 ein, so erhalten wir für den Betrag von y_{21}

$$|y_{21}| = \frac{S}{\sqrt{1 + \left(\frac{S \cdot r_{bb'} f}{f_\alpha}\right)^2}}\,. \tag{125}$$

Es soll vorausgesetzt werden, daß unsere Betriebsfrequenz im Verhältnis zu f_α die Steilheit nicht wesentlich verändert. Betrachten wir zunächst Stufe II. Die Spannungsverstärkung bei niedrigen Frequenzen ist $v_u = - S \cdot R_L$. Durch die R_L parallelliegende Kapazität C_s wird mit steigender Frequenz die Verstärkung komplex. Der Betrag dieser Verstärkung soll dann bei der oberen Grenzfrequenz $f_0 \approx 0{,}707\ v_u$ sein. Für f_0 ergibt sich (Diagramm 5)

$$f_0 \approx \frac{f_\alpha}{S r_{bb'}\,(1 + a)} = \frac{0{,}5\,f_\alpha}{(1 + a)}\,. \tag{126}$$

Zur Veranschaulichung wurde für eine große Anzahl von praktischen Möglichkeiten die Steilheit $S = 20$ mA/V und $r_{bb'} = 100\,\Omega$ gesetzt! Der Summand a hängt von einigen Transistorkennwerten, von R_L und äußeren Kapazitäten ab. In Näherung ist er

$$a \approx \frac{R_L \omega_\alpha}{S r_{bb'}}\,(20 + C_s)\,. \tag{127}$$

Nach Einsetzen der vorherigen Werte von S und r wird

$$a \approx 3{,}14 \cdot R_L \cdot f_\alpha\,(20 + C_s) \cdot 10^{-3}; \tag{128}$$

R in kΩ, f in MHz, C in pF.

Mit Berücksichtigung von Gl. (126), daß f/f_α möglichst klein sein soll (z. B. 10^{-1}), können wir a aus Gl. (126) ermitteln und bei bekanntem a schließlich

$$R_L \approx \frac{3{,}2 \cdot 10^2 \cdot a}{f_\alpha(20 + C_s)} \tag{129}$$

(R_L in kΩ)

errechnen. Die Kapazität C_s vergrößert sich beträchtlich, wenn f_0 der Stufe I ermittelt werden soll. Denn es ist

$$C_s = C_{be} + C_d + C_{sch}; \tag{130}$$

C_{be} = Eingangskapazität des folgenden Transistors, C_{sch} = Schaltkapazität, $C_d \approx C_{bc}(1 + v_u)$, C_{bc} = Kapazität zwischen Basis und Kollektor.
In dieser Stufe ist die Verstärkung bei niedrigen Frequenzen

$$v_u \approx -\frac{\beta\, S \cdot R_L}{\beta + S \cdot R_L}\,. \tag{131}$$

Die obere Grenzfrequenz wird nun

$$f_0 \approx \frac{(SR_L + \beta)\, f_\alpha}{\beta R_L\,(r_{bb'} + R_L)\,(1 + b)} \approx \frac{5 \cdot 10^{-2}(0{,}66\, R_L + 1)\, f_\alpha}{(0{,}1 + R_L)\,(1 + b)}; \tag{132}$$

f_0 in MHz, R in kΩ, f in MHz.

Zur Veranschaulichung wurde S und r wieder mit den entsprechenden Werten sowie $\beta = 30$ eingesetzt. Für b ergibt sich

$$b \approx \frac{3{,}14 \cdot 10^{-4}}{(0{,}1 + R_L)} \cdot (20 + C_s)\, R_L \cdot f_\alpha. \tag{133}$$

In Diagramm 6 ist b für einige Betriebsfälle eingezeichnet. R_L wird angenommen und b in die Beziehung Gl. (132) eingesetzt.
Durch Einschalten einer Induktivität L in den Kollektorkreis erreicht man eine weitere Erhöhung der oberen Grenzfrequenz. Wir beschränken uns auf die Stufe II entsprechend Bild 19. Bilden wir jetzt das Verhältnis der Spannungsverstärkung bei der Frequenz f zu dem bei niedrigen Frequenzen, dann wird mit

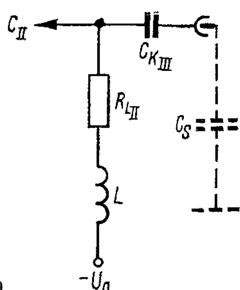


Bild 19

$$q = 0{,}5 = \frac{2\pi f_0 \cdot L}{R_L} \tag{134}$$

oder

$$L = \frac{8 \cdot 10^1 \cdot R_L}{f_0} \tag{135}$$

(L in μH, R in kΩ, f in MHz)

der Betrag des Spannungsverhältnisses

$$\left|\frac{\mathfrak{v}_u}{v_u}\right| = \frac{1}{(1 - 0{,}5\,p^2)^2 + p^2} \cdot \sqrt{1 + p^2\,(0{,}5 + 0{,}25\,p^2)^2}\,. \tag{136}$$

Dabei wurde die Betriebsfrequenz $f = pf_0$ gesetzt, während f_0 die Grenzfrequenz ohne Induktivität darstellt. Nach Diagramm 7 läßt sich für verschiedenes p das Verhältnis ablesen. Legen wir zwischen Stufe I und II eine Induktivität, dann ergibt sich ein η-Glied (Bild 20). Der praktischen Erfahrung entsprechend kann man $C_a/C_e = 0{,}5$ und $G_a/G_e = 1$ setzen. In diesem Falle wird das bereits zitierte Spannungsverhältnis

$$\left|\frac{\mathfrak{v}_u}{v_u}\right| \approx \frac{1}{\sqrt{(1 - 0{,}25\,p^2)^2 + p^2\,(1{,}12 - 0{,}1\,p^2)^2}}\,. \tag{137}$$

Man erreicht infolge $3{,}2\,f_0$ eine höhere Grenzfrequenz als mit einer Induktivität in der Kollektorzuleitung. Mit $q = 0{,}5$, $\beta = 30$ würde das L des π-Glieds

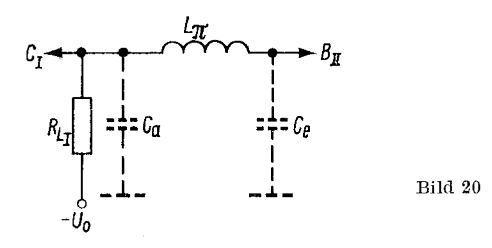


Bild 20

$$L_\pi \approx \frac{qR_{L\beta}}{\omega_0\,(\beta + SR_L)} = \frac{2{,}4 \cdot 10^3 \cdot R_L}{f_0\,(30 + SR_L)}\;; \qquad (138)$$

L_π in μH, R in kΩ, f in MHz.

f_0 ist die Grenzfrequenz von Stufe I ohne Kompensationsmittel. v_u ist die Verstärkung gemäß Gl. (131). Abschließend sei erwähnt, daß mit der Stromgegenkopplung (Emitterwiderstand R_e und eventuell entsprechender Kapazität C_e) eine Beeinflussung des Frequenzgangs nach höheren Werten vorgenommen werden kann. In der Praxis sind dem Amateur die y-Parameter relativ schwer zugänglich, deshalb muß er sie zunächst nach Gl. (13) bei vorgegebenem v_u R_L ermitteln. Danach wird in dieser Schaltung in Abhängigkeit von f der Wert von 0,707 v_u festgestellt. Die Grenzfrequenz f_0 dient dann als Bezugsgröße bei der Berechnung von L bzw. L_π.

6.2. Selektive HF-Verstärker

Obgleich es HF-Verstärker gibt, deren Bandbreite so groß ist' daß man sie auch als Breitbandverstärker bezeichnen kann, sollen nur Verstärker mit relativ geringer Bandbreite behandelt werden. Transistoren wendet man in selektiven HF-Verstärkern schon bis in das UHF-Gebiet an. In diesen Frequenzgebieten ist auch eventuell keine Neutralisation mehr erforderlich. Trotzdem muß aber noch auf die Notwendigkeit der Neutralisation hingewiesen werden. Emitterstufen haben eine wesentlich höhere Leistungsverstärkung als die Basisstufen. Aus diesem Grunde verzichtet man ungern auf sie. Allerdings muß man dann Transistoren einsetzen,

deren Steilheitsgrenzfrequenz entsprechend über der Betriebsfrequenz liegt. Für den Anfänger empfiehlt sich zunächst der Aufbau von HF-Verstärkern mit Basisstufen, da für eine Reihe von Anwendungen (wegen der in diesen Stufen geringeren Rückwirkungskapazität) keine Neutralisation erforderlich ist. Jedoch muß der wesentlich niedrigere Eingangswiderstand dieser Stufen als Nachteil genannt werden. Bild 21 zeigt einen zweistufigen HF-Verstärker in Emitterschaltung. Er wurde deshalb genannt, weil künftig wahrscheinlich nur eine derartige Anordnung in Frage kommen wird. Der Verstärker kann auch in Basisschaltung ausgeführt werden. Wir erkennen im Bild, daß zur Neutralisation eine besondere Neutralisationswicklung vorgesehen ist. Man kann diese einsparen, wenn die Primärspule mit einer Anzapfung versehen wird. Ähnliche Überlegungen könnte man bei der Ankopplungsspule zur nächsten Stufe anstellen. Das Übersetzungsverhältnis der Neutralisationswicklung liegt zwischen 8 bis 12. Bei einer getrennten Neutralisationswicklung muß man darauf achten, daß die Wicklung richtig gepolt ist, da sonst der entgegengesetzte Effekt — die Schwingungsanfachung der Stufe — erreicht wird. Die zwischen Emitter und Basis des Transistors vorhandene Rückwirkungskapazität hat in Emitterschaltung Werte zwischen 2 bis 50 pF. Der Ausgangswiderstand des Transistors sowie seine Ausgangskapazität schalten sich dem Kreis parallel; sie gehen also in die Kreisdaten mit ein. Mit steigender Frequenz wirken sich beide Einflüsse auf die Verstärkungseigenschaften nachteilig aus. Deshalb muß der Transistor in dem Bereich arbeiten, in dem die Steilheit entsprechend Gl. (125) noch nahezu als konstant angesehen werden kann. Durch den niederohmigen Eingangswiderstand und die Eingangskapazität der folgenden Stufe wird der Kreis ebenfalls beeinflußt. Man wählt auch hier ein durchschnittliches Übersetzungsverhältnis von 10 (Beziehungen dazu folgen).

Bei guter Näherung können wir die Neutralisationskapazität

mit $C_N \approx ü \cdot C_{b'c}$ (139)

ansetzen. In Basisschaltung ist diese Rückwirkungskapazität etwa ein Fünftel geringer als in Emitterschaltung. Deshalb

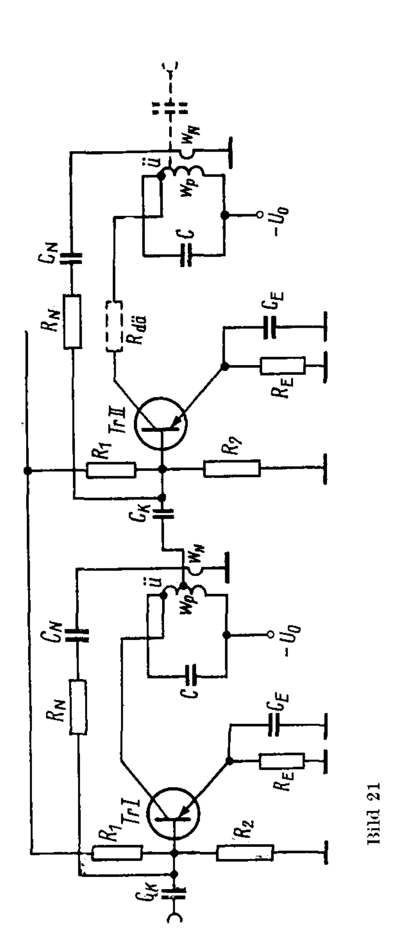


Bild 21

erübrigt sich oft für relativ geringe Frequenzen (z. B. 468 kHz) eine Neutralisation in Basisschaltung. Ähnliche Feststellungen ergeben sich beim Neutralisationswiderstand R_N. In Näherung gilt·

$$R_N \approx \frac{2{,}5 \cdot 10\, g_{b'c}}{(f \cdot C_{b'c})^2\, ü} \, ; \tag{140}$$

R_N in kΩ, g in μS, f in MHz, C in pF.

R_N entfällt bei Werten unter 20 Ω. Die Spannungsverstärkung einer Stufe wird [11]

$$V_{Ei} = S \cdot \frac{1{,}59 \cdot 10^{-1}\, R_e}{C \cdot B} \left(1 - \frac{b_0 + b_i}{B}\right) \, ; \tag{141}$$

S = Betrag der Steilheit im Arbeitspunkt in $\frac{A}{V}$, R_e = Realteil des Eingangswiderstands der folgenden Stufe in Ω, C = Gesamtkreiskapazität in F, $b_0 = \frac{f_0}{Q}$ = Leerlaufbandbreite nur des Kreises, $b_i = \frac{1{,}59 \cdot 10^{-1}}{C \cdot R_i}$ = Brandbreite auf Grund des Ausgangswiderstands vom Transistor, B = geforderte Gesamtbreite der Stufe in Hz.

Aus diesen Beziehungen können wir die Verhältnisse am Schwingkreis rekonstruieren (Bild 22). Im Falle der Resonanz sind am gesamten Kreis demnach die Widerstände bzw. Leitwerte wirksam;

$$\frac{1}{R_{oges}} = \frac{1}{R_0} + \frac{1}{ü_1^2\, R_i} + \frac{1}{ü_2^2\, R_e} + \frac{1}{R_{zu}} \, . \tag{142}$$

Der in den Kreis transformierte Widerstand bezüglich der eventuellen Neutralisation wurde nicht berücksichtigt. Der Widerstand R_{zu} ist nur dann notwendig, wenn die vorhandene Bandbreite nicht ausreicht. Das Übersetzungsverhält-

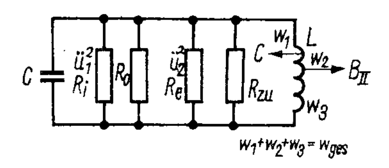


Bild 22

nis $\ddot{u}_1 = 1$ ergibt sich für verschiedene Anwendungsgebiete, d. h., der Transistor ist am heißen Ende des Kreises angeschlossen. Allgemein erhält man aber

$$\ddot{u}_1 = \frac{w_{ges}}{w_2 + w_3} \tag{143}$$

und für

$$\ddot{u}_2 = \frac{w_{ges}}{w_3} \approx 0{,}4 \sqrt{\frac{1}{C\,[B - (b_0 + b_i)]\,R_e}}\,. \tag{144}$$

Die gleichen Verhältnisse würde man auch bei rein induktiver Kopplung mit $k \approx 1$ erhalten. Für die Bandbreite gilt bekanntlich allgemein

$$B = \frac{f_0}{Q_{ges}} \tag{145}$$

und

$$Q_{ges} = \omega_0\, C \cdot R_{o\,ges}. \tag{146}$$

Somit ist

$$B = \frac{1{,}59 \cdot 10^{-1}}{R_{o\,ges} \cdot C}\,; \tag{147}$$

B in Hz, R in Ω, C in F.

Man kann die induktive Ankopplung zur nächsten Stufe einsparen, indem diese kapazitiv angekoppelt wird (Bild 23). Mit dieser Kopplungsart läßt sich die Bandbreite entsprechend leicht beeinflussen. Sie ersetzt beispielsweise R_{zu} und $\ddot{u}_2^2 R_e$.

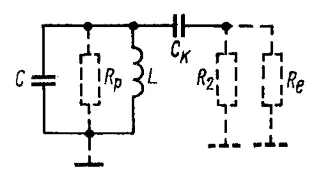


Bild 23

Erreichen wir durch sie die Bandbreite b_e, dann wirkt der Parallelwiderstand am Kreis von

$$R_p = \frac{1{,}59 \cdot 10^5}{C \cdot b_e}; \tag{148}$$

R_p in kΩ, C in pF, b in kHz.

Der Kopplungskondensator muß dann [12]

$$C_k \approx \frac{0{,}4}{f} \sqrt{\frac{C \cdot b_e}{R_e}} \tag{149}$$

(C_k in pF, f in MHz, b in kHz, R in kΩ, C in pF)

sein.

Dann ist der Kreisinduktivität parallelzuschalten

$$C_p = C - C_k\,. \tag{150}$$

Die Kreisinduktivität errechnet sich zu

$$L = \frac{2{,}5 \cdot 10^{-2}}{f_0^2 \cdot C}; \tag{151}$$

L in μH, f in MHz, C in pF.

Zur optimalen Verstärkung empfiehlt sich [14]

$$C_{opt} = \frac{G_i + G_p'}{\pi (B - b_0)} \tag{152}$$

(C_{opt} in pF, G in μS, B bzw. b in MHz)

einzusetzen. In dieser Beziehung ist

$$G_p' \approx \frac{R_{dä}}{R_{dä}^2 + \left(\frac{1}{\omega C_a}\right)^2}; \tag{153}$$

G_p' in μS, R in MΩ, C_a = Ausgangskapazität des Transistors in F, f in Hz.

$R_{dä}$ ist bei Transistoren nur dann erforderlich, wenn die am Kreis liegende Spannung die Ausgangskapazität wirksam beeinflussen kann (z. B. Treiberstufe für Ratiodetektor). Dieser Widerstand wird direkt in der Zuleitung zum Kollektor geschaltet. Zur Festlegung des eventuellen Übersetzungsverhältnisses bei Neutralisation benutzt man Gl. (139).

Ist ein HF-Verstärker mit n gleichen Stufen vorgesehen, so ergibt sich die gesamte Bandbreite des Verstärkers (Diagramm 8)

$$B_{ges} = B\sqrt{\sqrt[n]{2} - 1}\,. \tag{154}$$

B ist die Bandbreite einer Stufe. Zum Nachweis der Selektionskurve einer Stufe wird nun der Faktor A eingeführt. Er ist

$$A = \sqrt{1 + \Omega^2} \tag{155}$$

mit der Näherung für Ω von

$$\Omega \approx \frac{2\,\Delta f}{B}\,. \tag{156}$$

Beispielsweise hätten wir 1 für A, wenn $\Omega = 0$ ist, also bei der Resonanzfrequenz f_0.

Ersetzen wir jetzt die Einzelkreise des in Bild 21 dargestellten Verstärkers durch induktiv gekoppelte Bandfilter mit unterschiedlicher Dämpfung der Kreise (sogenannte transistonale Kopplung) unter der Bedingung $0{,}4 < b_1/b_2 < 2{,}5$, dann ist die Spannungsverstärkung einer Stufe

$$V_{Ba} \approx 0{,}5\,|\,S\,|\sqrt{\frac{1{,}59 \cdot 10^{-1}\,R_e}{C_1 \cdot b_1}\left(1 - \frac{b_0}{b_1}\right)}\,. \tag{157}$$

Der Index bezieht sich auf den jeweiligen Kreis. Es gelten die gleichen Dimensionen wie in Gl. (141). Die Betriebsbandbreiten ergeben sich wieder durch die angekoppelten Widerstände. Zur optimalen Verstärkung wird wieder

$$C_{1opt} = \frac{G_i + G_p'}{\pi (B\sqrt{2} - 2b_0)} \quad . \tag{158}$$

Die Betriebsbandbreite eines Filters ist

$$B = \frac{b_1 + b_2}{\sqrt{2}} \tag{159}$$

und die für den Primärkreis

$$b_1 = b_0 + \frac{1{,}59 \cdot 10^{-1} (G_i + G_p')}{C_1} \, . \tag{160}$$

Somit ergibt sich die Betriebsbandbreite für den Sekundärkreis zu

$$b_2 = B\sqrt[n]{2} - b_1 \, . \tag{161}$$

Schließlich ist die Bandbreite des gesamten Verstärkers

$$B_{ges} = B \sqrt[4]{\sqrt[n]{2} - 1} \quad ; \tag{162}$$

n = Anzahl der gleichen Filter.
Zuweilen befindet sich im Verstärker eine Stufe mit einem Kreis. Es ist dann

$$B_{ges} = b \sqrt{\frac{2}{\left(\frac{1 + v^4}{v^4}\right)^n} - 1} \; ; \tag{163}$$

$v = B/B_{ges}$.
Der Kopplungsfaktor zwischen den Kreisen der Filter ist

$$k_{tr} = \frac{0{,}7}{f_0} b_1^2 + b_2^2 \, . \tag{164}$$

Auch in diesem Fall läßt sich A angeben;

$$A = \sqrt{1 + \frac{\Omega^4}{[1 + 0{,}5 \, (b_1/b_2 + b_2/b_1)]}} \tag{165}$$

mit

$$\Omega \approx \frac{2 \, \Delta f}{\sqrt{b_1 \, b_2}} \, . \tag{166}$$

Das Übersetzungsverhältnis zur Ankopplung der nächsten Stufe wird

$$ü_2 = 0{,}4 \sqrt{\frac{1}{C_2\,(b_2 - b_0)\,R_e}}\;. \tag{167}$$

Selbstverständlich läßt sich auch die kapazitive Kopplung nach den Gleichungen (148), (149) anwenden. Ebenso kann die kapazitive Kopplung zwischen den Kreisen der Filter eingesetzt werden. Beide Kopplungsarten sind in *Formelsammlung für den Funkamateur* (II), Band 52 dieser Reihe, beschrieben. Zur Ermittlung der Neutralisationswicklung kann wie im Einzelkreis verfahren werden.

Beispiel 13

Welche obere Grenzfrequenz erreicht man in einer Transistorstufe, wenn bekannt ist, daß $C_C = 50$ pF, $R_L = 500\,\Omega$ und $f_\alpha \approx 7$ MHz beträgt?

Zunächst bestimmen wir mit Gl. (128) den Faktor a;

$a \approx 3{,}14 \cdot 0{,}5\,(20 + 50) \cdot 10^{-3} \cdot 7 = 0{,}77$.

Dann ergibt sich mit Gl. (126)

$$f_0 \approx \frac{0{,}5 \cdot 7}{1{,}77} = 1{,}96 \text{ MHz.}$$

Beispiel 14

Berechne die Induktivität eines π-Glieds, wenn der Breitbandverstärker aus zwei Stufen besteht! $R_L = 100\,\Omega$, $f_0 \approx 3$ MHz; die Steilheit des Transistors beträgt 20 mA/V.

Nach Gl. (138) ist

$$L_\pi \approx \frac{2{,}4 \cdot 10^2}{3\,(30 + 2)} = 2{,}5\,\mu\text{H}\,.$$

Beispiel 15

Ermittle den Kopplungskondensator zur nächsten Stufe in einem HF-Verstärker, wenn $f_{res} = 10{,}7$ MHz, $C = 50$ pF und die durch die Ankopplung entstehende Bandbreitenerhöhung 2 kHz wird ($R_e = 30\,\Omega$)!

Durch Einsetzen der Werte in Gl. (149) erhält man

$$C_k \approx \frac{0{,}4}{10{,}7} \sqrt{\frac{50 \cdot 2}{3 \cdot 10^{-2}}} \approx 2\ \mathrm{pF}\,.$$

Beispiel 16

Wieviel Stufen eines ZF-Verstärkers muß man vorsehen, wenn $B_{ges} = 250$ kHz und $B = 300$ kHz betragen soll?

Wir müssen Gl. (162) nach der Stufenzahl n auflösen. Zu diesem Zweck bringen wir die 4. Wurzel weg, indem beide Seiten der Gl. zur 4. Potenz erhoben werden. Danach bringen wir B und 1 auf die andere Seite der Gl. und logarithmieren die Gl. Schließlich lösen wir nach n auf;

$$n = \frac{\ln 2}{\ln\left[\left(\frac{B_{ges}}{B}\right)^4 + 1\right]} = \frac{0{,}3}{0{,}176} \approx 2\,.$$

Das Ergebnis wurde aufgerundet; danach sind zwei Stufen erforderlich.

7. Transistoroszillatoren

Die stürmische Entwicklung in der Technologie der Transistoren hat dazu geführt, daß Schwingschaltungen angewendet werden, deren Frequenz die 1000-MHz-Grenze schon überschritten hat. So ist es kein Wunder, wenn man Frequenzen im 140-MHz-Bereich mit den zur Verfügung stehenden Transistoren erzeugen kann. Allgemein können wir davon ausgehen, daß HF-Transistoren, deren f_α angegeben wird, auch bestimmt bis in dieses Gebiet in Basisschaltung schwingen. Ähnlich verhält es sich mit der Angabe der f_1-Frequenz. Nach Angaben von [5] soll hier die maximale Schwingfrequenz 2- bis 8mal oberhalb f_1 liegen. Es entsteht die Frage, welche Schaltung ich verwenden muß. In der Transistortechnik finden wir ähnliche Oszillatorschaltungen wie in der Röhrentechnik. Infolge der Temperaturabhängigkeit verschiedener Transistorkennwerte muß man den Transistor sowenig als möglich an den frequenzbestimmenden Kreis ankoppeln. Alle aus der Röhrentechnik bekannten Voraussetzungen für die Gewinnung von konstanten Frequenzen können wir prinzipiell auf die transistorisierten Oszillatorschaltungen übertragen. Die beim HF-Verstärker festgestellten Einflüsse von Kapazitäten und Widerständen auf das Schwingsystem lassen sich auch im Oszillatorkreis anwenden. Also würde durch direkte Ankopplung des Transistors an das heiße Ende des Schwingkreises eine Bedämpfung und Verstimmung des Schwingkreises eintreten. Das wirkt sich um so mehr aus, je näher die Betriebsfrequenz der maximalen Schwingfrequenz liegt. Die Leerlaufschwingkreisgüte muß mindestens 80 haben. Zur Orientierung auf die zu erzeugende Frequenz kann die bekannte Thomsonsche Schwingungsgleichung dienen. Dabei ist z. B. ein Teil der Schwingkreiskapazität die Ausgangskapazität des Transistors, die Schaltkapazität und die durch die Ankopplung einer weiteren Stufe in den Kreis transformierte Kapazität. Die wenigsten Schwierigkeiten zur

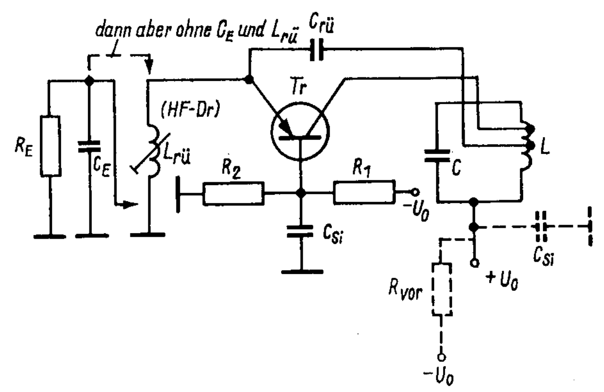


Bild 24

Schwingungserzeugung bereitet die Basisschaltung (Bild 24). Dabei braucht man nur eine entsprechende Rückkopplungskapazität $C_{rü}$ vom Kollektor zum Emitter zu legen. Im allgemeinen schwingt das System dann. Es ist dann zu unterscheiden, ob die abgegebene Wechselspannung optimal sein soll oder ob die gewonnene Frequenz stabil wird. Im letzten Fall kann sowohl der Rückkopplungskondensator an eine Anzapfung des Schwingkreises wie auch der Kollektor an eine andere Anzapfung gelegt werden. In Bild 24 ist im Emitterkreis eine HF-Drossel eingezeichnet. Mit dieser werden die besten Schwingbedingungen erzielt. Im höheren Frequenzgebiet ist sie durch eine abgleichbare Induktivität zu ersetzen, deren Abgleichpunkt am besten experimentell durch Messung der HF-Spannung eingestellt wird. Ihr Wert ist etwa [9]

$$L_{rü} \approx \frac{6{,}35 \cdot 10^{-1} \cdot r_{bb'}}{f}\ ; \qquad (168)$$

$L_{rü}$ in μH, f in MHz, r in Ω.

Zur Entkopplung der Oszillatorschaltung von anderen Baugruppen des Geräts und zur Herabsetzung der Spannung $-U_{CE}$ kann ein Widerstand am Fußpunkt des Schwingkreises oder an Stelle der HF-Drossel eingeschaltet werden. Der Widerstand läßt sich auch in Reihe zur HF-Drossel

legen. In Bild 24 sind die Möglichkeiten angedeutet. Legt man einen unüberbrückten Widerstand statt der Drossel in die Emitterleitung, was sich ohne Schwierigkeiten unterhalb $0{,}5\, f_\alpha$ ermöglichen läßt, dann ist zwar die gewonnene HF-Amplitude geringer, aber infolge der Gegenkopplung das Schwingsystem stabiler. Schließlich besteht die Möglichkeit, diesen Widerstand wechselstrommäßig durch Überbrückung einer Kapazität mehr oder weniger unwirksam zu machen. Der Wert ihres Blindwiderstands muß wesentlich größer als der Eingangswiderstand des Transistors sein (z. B. bei 1 MHz etwa 200 pF). Die Widerstandswerte im Emitter liegen zwischen 50 Ω bis 1 kΩ. Die Größe des Rückkopplungskondensators ergibt sich aus folgender Beziehung [9]:

$$C_{rü} \frac{4 \cdot 10^1}{f \cdot r_{bb'}}; \qquad (169)$$

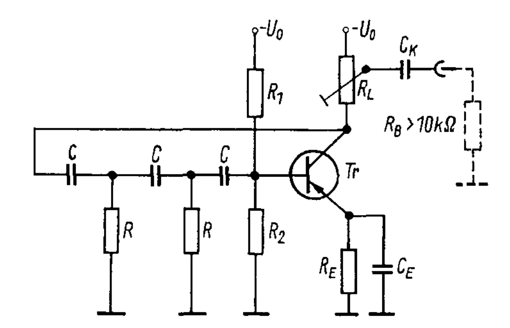
$C_{rü}$ in pF, f in MHz, r in kΩ.

Die Anzapfung liegt bei etwa 50% der gesamten Windungszahl. Wollen wir eine Stufe mit Quarz aufbauen, so ersetzen wir die Rückkopplungskapazität durch den Quarz und stimmen den Kreis auf die Quarzfrequenz ab. In der NF-Technik sind RC- oder Phasenschiebergeneratoren beliebt. Die Anordnung zeigt Bild 25. Wir erkennen die aus der Röhrentechnik bekannte Phasenschieberkette. Die sich einstellende Frequenz ist von R, C, R_L und dem Eingangswiderstand des Transistors abhängig. Setzt man ferner ein $\beta > 45$ voraus, dann ergeben sich die Schwingbedingungen für das System. Da allgemein mit einer bestimmten Kapazität C eine gewünschte Frequenz zu erzeugen ist, muß dazu noch der Phasenschieberwiderstand ermittelt werden. Er beträgt (Diagramm 9)

$$R \approx \frac{3{,}88\, \omega^{-2}}{f \cdot C}; \qquad (170)$$

R in kΩ, f in kHz, C in μF. In dieser Beziehung wird vorausgesetzt, daß $R_L = 2{,}7\, R$ ist.

Abschließend soll noch ein einfacher Multivibrator vorgestellt werden. Mit einem Multivibrator lassen sich bekanntlich



Blid 25

rechteckförmige Spannungen erzeugen (Bild 26). Es ist zweckmäßig, am Ausgang des Schwingsystems eine Kollektorstufe anzuschließen, damit die Frequenz wenig beeinflußt wird. Die Schaltung in Bild 26 stellt einen rückgekoppelten RC-Verstärker dar. Die Rechteckform der Schwingung bleibt erhalten, solange sie nicht größer als $0{,}2 \cdot f_\beta$ ist. Sind die Kopplungskondensatoren und die Basiswiderstände gleich, dann spricht man von einem symmetrischen Multivibrator. Bei diesem Multivibrator sind Impulsdauer t_d und Impulspause t_p gleich. Für die Impulsfolgefrequenz gilt damit

$$f_i = \frac{1}{t_d + t_p}, \tag{171}$$

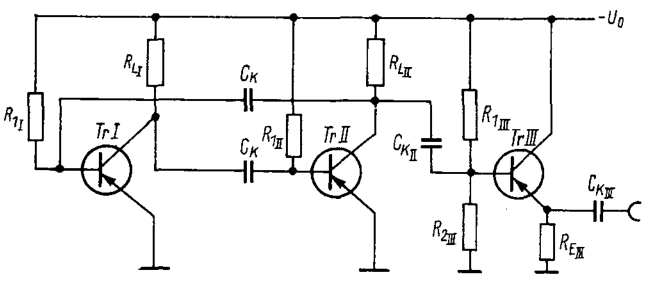


Bild 26

Die Kopplungskondensatoren haben bei gleichem R_l etwa folgenden Wert [4]:

$$C_1 \approx \frac{1{,}43 \cdot (a' + 1)}{\beta R_L} \cdot t_d \cdot 10^3,$$

$$C_2 \approx \frac{1{,}43 \cdot 10^3 (a' + 1)}{\beta R_L} \cdot t_p; \qquad (172)$$

C_1, C_2 in nF, R in kΩ, t in μs.

Die Verhältniszahl a′ ist $a' = \frac{R_1 \cdot I_{co}}{U_o}$ und $R_1 \approx \beta R_L$.

Zur Gewinnung der Impulsspannung U_i benötigen wir eine Batteriespannung von etwa 1,2 U_{CE}. Für den Kollektorwiderstand ergibt sich $R_L \approx U_o/i_{i\,max}$. Der Wert von $i_{i\,max}$ soll den maximal zulässigen Spitzenstrom des Transistors nicht überschreiten (Kennwert).

Beispiel 17
Ein Transistor hat seinen Kenndaten nach eine Frequenz $f_1 = 150$ MHz und ein $r_{bb'} = 50\,\Omega$. Man will eine Oszillatorschaltung in Basisschaltung gemäß Bild 24 aufbauen, die 140 MHz erzeugen soll.
Bestimme die Rückkopplungskapazität sowie die Induktivität in der Emitterleitung!
Mit Gl. (168) ist

$$L_{rü} \approx \frac{6{,}35 \cdot 10^{-1} \cdot 5 \cdot 10^1}{1{,}4 \cdot 10^2} = 0{,}23\,\mu H$$

und nach Gl. (169)

$$C_{rü} \approx \frac{4 \cdot 10^1}{1{,}4 \cdot 10^2 \cdot 5 \cdot 10^{-2}} \approx 6 \text{ pF} .$$

Beispiel 18
Ein symmetrischer Multivibrator ist aufzubauen. Die Impulsfolgefrequenz soll 1000 Hz betragen. Der Kollektorreststrom ist 0,1 mA, der Stromverstärkungsfaktor $\beta \approx 40$ und $R_L = 5$ kΩ. Ermittle die Kopplungskondensatoren bei $-U_0 = 12$ V!

Auf Grund der Symmetrie ist $t_d = t_p$. Aus Gl. (171) ergibt sich

$$t_d = 0{,}5 \cdot 10^{-3} = 500\ \mu s\,.$$

Mit guter Näherung ist der Basisvorwiderstand

$$R_1 \approx 40 \cdot 5 = 200\ k\Omega\,.$$

Also ist $a' = \frac{20}{12} = 1{,}666\,.$

Danach gilt mit Gl. (172)

$$C_1 = C_2 \approx \frac{1{,}43 \cdot 2{,}66 \cdot 5 \cdot 10^5}{40 \cdot 5} \approx 9500\ pF\,.$$

8. Senderverstärker mit Transistoren

Die vorhergehenden Abschnitte haben gezeigt, daß die Transistoreigenschaften mehr auf die Schaltung einwirken, als das bei der Röhre der Fall ist. Bei der Betrachtung des Senderverstärkers muß man diese Probleme (Rückwirkung, Belastung des Kreises usw.) berücksichtigen. In der Literatur werden die Verhältnisse im Senderverstärker unterschiedlich wiedergegeben, da die theoretischen Betrachtungen noch nicht abgeschlossen sind. Das betrifft besonders die Probleme bei höheren Frequenzen. Es ist deshalb nicht leicht, hier Beziehungen anzugeben. Außerdem setzt die Gültigkeit der Formeln bestimmte Parameter des Transistors voraus. So ist es durchaus möglich, daß Transistor A besser die Ergebnisse der Beziehungen erfüllt als Transistor B. Es sollen deshalb zunächst einige Überlegungen an die dann folgenden Formeln geknüpft werden:

— Die Grenzwerte des Transistors dürfen nicht überschritten werden. Die Grenzwerte sind aus den Kenndaten ersichtlich. Es ist zweckmäßig, von einigen Transistoren Kennlinienfelder zu besitzen. Aus Gründen der Zuverlässigkeit darf $-U_{CE\,max}$ nicht überschritten werden. Wird der Senderverstärker nur als HF-Verstärker verwendet, dann kann man $-U_{CE} \approx -U_{CE\,max}/2$ setzen. Dagegen ergibt sich bei Kollektormodulation $-U_{CE} \approx -U_{CE\,max}/4$.

— Die Auswahl des Transistors erfolgt nach den bereits angedeuteten Grenzwerten und den Frequenzen f_α, f_T bzw. f_1. Obwohl die folgenden Beziehungen allgemeinen Charakter haben, wird empfohlen, zunächst die Basisschaltung vorzuziehen. Ferner sollte man die Betriebsfrequenz mit etwa ein Drittel bis ein Zehntel oder geringer auch als f_T bzw. f_α wählen. So werden Rückwirkungen, Bedämpfung und Verstimmung des Tankkreises im wesentlichen vermieden.

— Diese Überlegungen gestatten es, daß die Probleme ähnlich wie beim Senderverstärker mit Röhren behandelt werden; der Stromflußwinkel in beiden Techniken ist von Bedeutung. Deshalb lassen sich die Funktionen des Winkels aus *Formelsammlung für den Funkamateur* (II), Band 52 dieser Reihe, übernehmen. Beim Transistor sind Basis- und Kollektorstromflußwinkel gleich.
Die an der Basis gespeicherte Verlustleistung (die sich in Wärme umsetzt), kann man gegenüber der Kollektorverlustleistung vernachlässigen.

Einige spezielle Betrachtungen zu diesen Problemen (Bild 27): Durch Aussteuerung der Basis-Emitter-Strecke mit einer Wechselspannung $u_{be} = \hat{u}_{be} \sin \omega t$ ergibt sich je nach Arbeitspunkt dann ein entsprechend verzerrter Kollektorwechselstrom. In dem Senderverstärker möchte man bekanntlich die in die Stufe hineingesteckte Gleichstromleistung mit hohem Wirkungsgrad umformen. Auf Grund der Streuungen der Kennwerte des Transistors ist es übertrieben, von einem Stromflußwinkel mit beispielsweise 68° oder 70° zu sprechen. Wir setzen deshalb für $\Theta \approx 90°$. Dieser Wert liegt zwischen optimalem Wirkungsgrad bzw. optimaler Ausgangsleistung. Außerdem sei eine quadratische Arbeitskennlinie (k = 2) angenommen. Andere Kennlinienkoeffizienten, wie k = 1 usw., haben ähnliche Werte der Stromfunktionen! Der Wechselstrom der Grundwelle im Kollektor beträgt

$$\hat{i}_1 = 0{,}425\, I_{sp}. \tag{173}$$

I_{sp} ist dem maximal zulässigen Kollektorstrom gleichzusetzen. Für den Kollektorgleichstrom ergibt sich

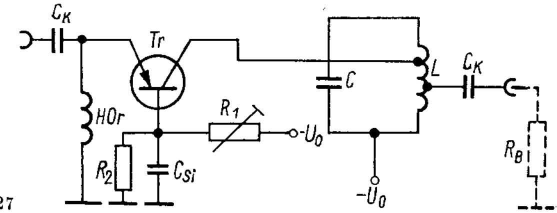


Bild 27

$$-I_C = 0{,}25\, I_{sp}. \tag{174}$$

Die Kollektorwechselspannung ist nach den eingangs genannten Voraussetzungen eine Funktion der Aussteuerung und des optimal in den Kreis transformierten Lastwiderstands. Je höher die Batteriespannung sein darf, desto höher kann auch $\hat{u}_{ce}$ werden.

$$\hat{u}_{ce} = U_0 - U_{kn} - U_E \tag{175}$$

U_E ist der Spannungsabfall am eventuell vorhandenen Emitterwiderstand. Die vom Transistor abgegebene Wechselstromleistung wird

$$P_0 = \frac{\hat{i}_1 \cdot \hat{u}_{ce}}{2}\,. \tag{176}$$

Der Arbeitswiderstand ist

$$R_a = \frac{\hat{u}_{ce}}{\hat{i}_1}\,. \tag{177}$$

R_a setzt sich aus der Parallelschaltung des in den Kreis transformierten Lastwiderstands $\ddot{u}^2 R_B$ und des Resonanzwiderstands vom leerlaufenden Tankkreis sowie dem Ausgangswiderstand des Transistors zusammen. Also wird

$$R_a = \frac{R_{res}\, R_i\, \ddot{u}^2\, R_B}{R_i\, \ddot{u}^2\, R_B + R_{res}\, \ddot{u}^2\, R_B + R_{res}\, R_i}\,. \tag{178}$$

Wir erkennen, je niederohmiger R_i wird, um so geringer muß R_a werden. Demnach können sich Schwierigkeiten ergeben, wenn die Grenzfrequenz des Transistors in die Nähe der Betriebsfrequenz gelangt. R_{res} sollte möglichst hochohmig sein. Bekanntlich gilt für ihn mit der Leerlaufgüte Q_0

$$R_{res} = Q_0\, \omega\, L\,. \tag{179}$$

Mit der Betriebsgüte Q_B, d. h. mit dem in den Kreis transformierten R_B usw., ist auch

$$R_a = Q_B\, \omega\, L\,. \tag{180}$$

Der Wirkungsgrad des Sendertankkreises ist

$$\eta_{Kr} = 1 - \frac{Q_B}{Q_0}\,. \tag{181}$$

Übliche Werte von η_{Kr} liegen zwischen 0,9 bis 0,95. Die kollektorseitig aufgenommene Gleichstromleistung ergibt sich mit

$$P_i = U_{CE} \cdot I_C \,. \tag{182}$$

Damit wird der Wirkungsgrad des Transistors (ohne Steuerleistung)

$$\eta_{Tr} = \frac{P_0}{P_i} \approx 0{,}85 \left(1 - \frac{U_{kn}}{U_0}\right). \tag{183}$$

Die Näherung von Gl. (183) läßt sich anwenden, wenn $U_E = 0$ und kein anderer Widerstand im Kollektorkreis vorhanden ist.
Die im Transistor verbleibende Verlustleistung wird

$$P_C = P_i - P_0 \,. \tag{184}$$

Diese Beziehung ist vorsichtig auszuwerten, d. h., beim Experimentieren sollte man so lange mit verminderten Spannungen arbeiten, bis der Nachweis der ausgekoppelten HF-Leistung erbracht wurde. Mit Gl. (181) und Gl. (183) ist also der Gesamtwirkungsgrad der Stufe

$$\eta = \eta_{Kr} \cdot \eta_{Tr} \,. \tag{185}$$

Nun noch einige Bemerkungen zur Ansteuerung. Allgemein ist der Stromflußwinkel

$$\cos \Theta = \frac{U_{BE}}{\hat{u}_{be}} \,. \tag{186}$$

Hierin ist U_{BE} die Spannung vom Arbeitspunkt bis zum Kennlinienbeginn (gilt nur für C-Betrieb, Grenzwert B-Betrieb). Für $\Theta \approx 90°$ wird $U_{BE} \approx 0$. $\hat{u}_{be}$ ist die Spitzenspannung der Basiswechselspannung. Mit dem Spannungsanteil u_{bes}, der die Kennlinie aussteuert (bis I_{sp}), ergibt sich allgemein die Basiswechselspannungsamplitude

$$\hat{u}_{be} = \frac{u_{bes}}{1 - \cos \Theta} \,. \tag{187}$$

Hier wäre somit $\hat{u}_{be} = u_{bes}$ ($\Theta \approx 90°$). Den Basisstrom erhält man aus der Kennlinie $-I_C = f(-I_B)$, d. h., zum

Kollektorstrom I_{sp} gehört der Basisstrom I_{Bsp}. Also ist die Amplitude der Grundwelle

$$\hat{\imath}_b \approx 0{,}426\, I_{Bsp}. \qquad (188)$$

Die vom Treiber aufzubringende Leistung ist damit die Steuerleistung

$$P_{st} \approx \frac{\hat{u}_{be}\, \hat{\imath}_b}{2}. \qquad (189)$$

Hinzu kommt eine zusätzliche Leistung infolge der Spannungsteilerwiderstände (Emitterschaltung) und durch nicht optimale Anpassung an den Kreis des Treibers. Schließlich ergibt sich die Leistungsverstärkung der Senderendstufe zu

$$V_p = \frac{P_0}{P_{st}}. \qquad (190)$$

Beispiel 19

Ermittle die kollektorseitigen Betriebswerte für einen Transistor, wenn folgendes bekannt ist: $-U_{C\,emax} = 15$ V, $-I_{Cmax} = 50$ mA, $P_{C\,max} = 150$ mW, $t_{umg} = 45$ °C ohne Kühlblech, $f_{Betr} = 3{,}5$ MHZ, $f_\alpha = 30$ MHz, $L_{schw} = 10\,\mu$H, $-U_{kn} = 0{,}5$ V $R_L = 70\,\Omega$, $R_E = 0$, $\Theta = 90°$ und die zugelassenen Verluste im Kreis von 10%.

Wir wählen eine Batteriespannung von 7,5 V. Aus Zuverlässigkeitsgründen steuert man nicht bis zum maximalen Kollektorstrom aus (bis etwa $I_{sp} = 45$ mA). Mit Gl. (173) ist

$$\hat{\imath}_1 = 19{,}2 \text{ mA}.$$

Gemäß Gl. (174) beträgt der Gleichstrom $\triangleq$ 11,3 mA. Für die maximale Kollektorwechselspannung gilt optimal nach Gl. (175) $\triangleq$ 7,0 V. Damit ist die vom Transistor abgegebene Leistung $P_0 = 67$ mW und $P_i = 79$ mW. Daraus entsteht die Verlustleistung $P_C = 12$ mW. Wenn die vom Hersteller angegebene maximale Verlustleistung ausgenutzt werden soll, kann man eine größere Differenz zwischen P_i und P_0 zulassen. Jedoch ist das nur dann möglich, wenn höherer Stromflußwinkel (z. B. 120°), maximal möglicher Kollektorstrom, nicht optimale Anpassung und höhere Betriebsspannung vorgesehen sind. Bei 120° ist $\hat{\imath}_1 = 0{,}475 \cdot 45 = 21{,}4$ mA;

$- I_C = 0{,}315 \cdot 45 = 14{,}2$ mA. Somit sind für $P_i = 107$ mW und für $P_0 = 80$ mW; also ist P_C gestiegen. Obgleich die maximale Kollektor-Basisspannung höher als die Kollektor-Emitterspannung ist, muß man sich selbst bei der Basisschaltung nach der zwischen Kollektor und Emitter liegenden Gleichspannung richten. Wenn beispielsweise $-U_{CB\,max} = 25$ V beträgt, so könnte infolge maximaler kollektorseitiger Aussteuerung $U_0 = -12{,}5$ werden. In der Literatur wird manchmal von einer HF-Restspannung bei hohen Frequenzen gesprochen (UKW-Bereich). Wollte man HF-Restspannung berücksichtigen, so würde die maximale Spannung $-U_{CE}$ überschritten werden. Deshalb ist es zweckmäßig, nicht mit dieser Restspannung zu rechnen, sondern bei CW-Betrieb von $-U_{CB\,max}/2$ auszugehen. Damit ergibt sich zwar bei dem vorausgesetzten Stromflußwinkel eine höhere Wechselstrom- und Gleichstromleistung, die Verlustleistung wird aber trotzdem nicht ausgeschöpft. $P_{C\,max}$ ist demnach für höhere Umgebungstemperaturen, A-Betrieb und Fehlanpassungen ($P_i - P_0$ wird größer) zu werten.
Der Arbeitswiderstand R_a ist mit Gl. (177) $= 500\,\Omega$. Durch diesen niedrigen R_a erhält man eine zu geringe Siebung der Oberwellen im Tankkreis. Deshalb ist in solchen Fällen der Tankkreis anzuzapfen und zum Kollektor zu führen (Bild 27). Die Betriebsgüte sollte den Wert 10 nicht unterschreiten. Mit $\omega L = 220\,\Omega$ wird $R_a' = 5$ kΩ Gl. (180). Das Übersetzungsverhältnis für R_a ist damit 3,2. Wenn die Verluste im Kreise 10% nicht überschreiten sollen, muß nach Gl. (181) die Leerlaufgüte 100 oder mehr betragen.
Das Übersetzungsverhältnis des Lastwiderstands $R_L = R_B$ (der Anpassungswiderstand der Antenne) wird nach Gl. (178) bei guter Näherung $ü \approx R'/R_B = 8{,}4$. Der Ausgangswiderstand des Transistors und der Resonanzwiderstand des Kreises wurden vernachlässigt.

9. Der Transistor als Schalter

Wir haben in den vergangenen Abschnitten die Steuerfähigkeit des Transistors kennengelernt. In diesem Zusammenhang wird der Transistor als Schalter in elektronischen Stromkreisen betrachtet. Dazu nun einige grundsätzliche Bemerkungen. Es soll nicht davon gesprochen werden, welche Nachteile der Transistor gegenüber dem konventionellen „Ein-Aus"-Schalter aufweist. Wenn beispielsweise die Forderung besteht, schnelle Ein- und Ausschaltvorgänge durchzuführen oder die Ansprechempfindlichkeit eines Relais zu erhöhen, dann lassen sich diese Aufgaben mit dem Transistor erfüllen. Bild 28 zeigt eine Emitterstufe, die an einer Batteriespannung $-U_0$ liegt. Solange kein Basisstrom $-I_B$ fließt, befindet sich nur im Kollektorkreis der Kollektorreststrom $-I'_{co}$. An R_L tritt nur ein geringer Spannungsabfall auf (bei niederohmigen R_L). In Bild 28 ist dieser „Aus-Zustand" des Transistors gestrichelt dargestellt. Im „Ein-Zustand" verhält sich der Transistor umgekehrt, indem ein so großer Basisstrom fließt, daß ein sehr großer Kollektorstrom eintritt. Der Transistor-„Schalter" bewirkt also, daß über R_L nahezu die ganze Batteriespannung abfällt, wobei R_L z. B. ein Relais sein kann. Da $-I_B\,\beta^* \approx -I_C$ ist, steht bei einer relativ geringen Steuerleistung eine große Schaltleistung zur Verfügung. Diese Vorgänge lassen sich am besten am Kennlinienfeld erklären (Bild 29). Die „Ein"-Stellung wird durch den Arbeitspunkt A gekennzeichnet. Es fließt der Kollektorstrom $-I_{CA}$, bei der Knickspannung $-U_{kn}$. Demnach ist der Durchlaßwiderstand des Transistors [10]

$$R_d = \frac{U_{kn}}{I_{CA}}. \tag{191}$$

Sein Wert liegt bei den gegenwärtigen Transistortypen bei etwa 0,1 bis 1 Ω. Die vom Transistor aufgenommene Verlustleistung ist

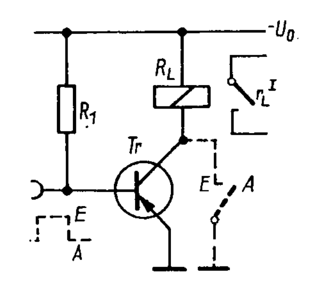


Bild 28

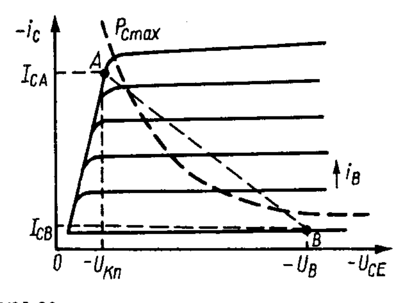


Bild 29

$$P_{CA} = U_{kn} \cdot I_{CA} \,. \tag{192}$$

A liegt unterhalb der Verlusthyperbel $P_{C\,max}$. Im Arbeitspunkt B (der „Aus“-Stellung) haben wir die Kollektorspannung $- U_B$, und weil allgemein $- I_B = 0$ ist, den Kollektorstrom $- I_{co}$. Der Sperrwiderstand ergibt sich zu

$$R_{sp} = \frac{U_B}{I_{co}} \,. \tag{193}$$

Analog Gl. (197) erhalten wir jetzt die Kollektorverlustleistung

$$P_{CB} = U_B \cdot I_{co} \,. \tag{194}$$

Die Spannung $- U_B$ darf niemals die Durchbruchsspannung des Transistors überschreiten.
Auch hier liegt der Arbeitspunkt B unterhalb der Verlusthyperbel. Verbinden wir A und B durch eine Gerade, so

erhält man die Arbeitsgerade eines Ohmschen Lastwiderstands. Der Wert von R_L ist

$$R_L = \frac{U_B - U_{kn}}{I_{CA}}. \tag{195}$$

Aus Bild 29 ist weiterhin ersichtlich, daß die Arbeitsgerade einen großen Teil ihrer Strecke außerhalb P_{Cmax} zurücklegt. Beim Übergang vom Ein- zum Aus-Zustand und umgekehrt, muß die Umschaltzeit t_{sch} in außerordentlich kurzer Zeit ablaufen, denn der momentane Arbeitspunkt läuft entlang der Geraden. t_{sch} richtet sich nach der Steilheit der Ein- und Ausschaltvorgänge an der Basis und nach der Grenzfrequenz des Transistors. In Bild 30 sind in den Flanken die Impulse übertrieben dargestellt. Des weiteren ist die Schaltleistung von besonderem Interesse, die während der Durchlaßzeit t_d [10] vom Lastwiderstand aufgenommen wird;

$$P_s = R_L \cdot I_{CA}^2 = (U_0 - U_{kn}) \cdot I_{CA}. \tag{196}$$

Vernachlässigt man die Umschaltzeit, dann wird vom Transistor die mittlere Verlustleistung

$$P_{Cm} = \frac{P_{CA} \cdot t_d + P_{CB} \cdot t_{sp}}{t_d + t_{sp}} \tag{197}$$

aufgenommen. Ist t_d wesentlich größer als t_{sp} (längeres Einschalten), so wird $P_{Cm} \approx P_{CA}$. Beim periodischen Aus- und Einschalten mit $t_d = t_{sp}$ ergibt sich für $P_{Cm} = 0{,}5\,(P_{CA} + P_{CB})$. Daraus folgt, daß weder die maximale Kollektorverlustleistung und der maximale Kollektorstrom noch die Durchbruchsspannung überschritten werden dürfen. Auf

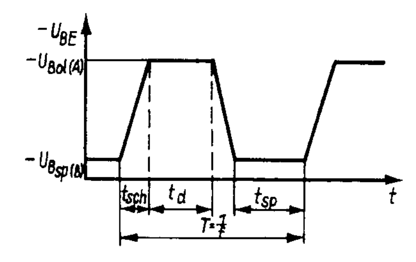


Bild 30

Grund der eventuell erforderlichen Kühlbleche usw. sind wieder die angegebenen Beziehungen (Abschnitt 1.3.) zu benutzen. Bei periodischen Schaltvorgängen, beispielsweise beim Transverter, ist infolge der Schaltfrequenz die Erwärmung des Transistors höher. Es muß dann die Umschaltzeit t_{sch} berücksichtigt werden. Die Verlustleistung ist [10]

$$P_c = x \cdot P_{CA} + (1 - x)\, P_{CB} + f \cdot W_v. \qquad (198)$$

In dieser Gl. sind

$$x = \frac{t_d}{t_d + t_{sp} + t_{sch}}\,; \qquad (199)$$

$W_v = 0{,}33 \cdot t_{sch} \cdot P_s$;

f = Impulsfolgefrequenz.

W_v erhöht sich bei induktiver Last noch um $0{,}5\, LI_{CA}^2$, wobei L die Induktivität ist. Zur Unterdrückung von Induktionsspannungen (z. B. bei Relaiswicklung) schaltet man der Wicklung Dioden, Varistoren oder Zenerdioden parallel.
Der Transverter bietet viele Anwendungsmöglichkeiten für Schalttransistoren. Näheres dazu ist aus der Spezialliteratur zu ersehen.

10. Zusammenhang der Vierpolparameter

In der umfangreichen Literatur zur Transistortechnik werden die verschiedensten Vierpolparameter herangezogen. Deshalb ist es angebracht, eine Zusammenfassung zu geben.

10.1. Umrechnungen der H-Parameter in den drei Grundschaltungen [1]

$$h_{11e} \approx \frac{h_{11b}}{h_{21b}'} \qquad h_{12e} \approx \frac{\Delta h_b - h_{12b}}{h_{21b}'} \qquad h_{21e} \approx \frac{-h_{21b}}{h_{21b}'}$$

$$h_{22e} \approx \frac{h_{22b}}{h_{21b}'}$$

$$h_{21b}' = 1 + h_{21b} \qquad \Delta h_b = h_{11b} \cdot h_{22b} \cdot h_{12b} \cdot h_{21b}$$

$$h_{11b} \approx \frac{h_{11e}}{h_{21e}'} \qquad h_{12b} \approx \frac{\Delta h_e - h_{12e}}{h_{21e}'} \qquad h_{21b} \approx \frac{-h_{21e}}{h_{21e}'}$$

$$h_{22b} \approx \frac{h_{22e}}{h_{21e}'}$$

$$h_{21e}' = 1 + h_{21e} \qquad \Delta h_e = h_{11e}\, h_{22e} - h_{12e} \cdot h_{21e}$$

$$h_{11c} = h_{11e} = \frac{h_{11b}}{h_{21b}'} \qquad h_{12c} \approx 1 \qquad h_{21e} = -h_{21e}' \approx \frac{-1}{h_{21b}'}$$

$$h_{22c} = h_{22e} \approx \frac{h_{22b}}{h_{21b}'}$$

10.2. Umrechnungen der Y-Parameter [8]

$$y_{11e} = y_{11b} + y_{12b} + y_{21b} + y_{22b} \qquad y_{12e} = -(y_{12b} + y_{22b})$$

$$y_{21e} = -(y_{21b} + y_{22b}) \qquad y_{22e} = y_{22b}$$

$$y_{11b} = y_{11e} + y_{12b} + y_{21e} + y_{22e} \qquad y_{21b} = -(y_{21e} + y_{22e})$$

$$y_{21b} = -(y_{21e} + y_{22b}) \qquad y_{22b} = y_{22e}$$

$$y_{11e} = \frac{h'_{21e}(1 - h_{12e}) + h_{11e}\, h_{22e}}{h_{22e}} \qquad y_{12e} = \frac{h_{12e} - \Delta h_e}{h_{11e}}$$

$$y_{21e} = \frac{-(\Delta h_e + h_{21e})}{h_{11e}} \qquad y_{22e} = \frac{\Delta h_e}{h_{11e}}$$

$$y_{11b} = \frac{\Delta h_b}{h_{11b}} \qquad y_{12b} = \frac{-h_{21b}}{h_{11b}} \qquad y_{21b} = \frac{h_{21b}}{h_{11b}} \qquad y_{22b} = \frac{\Delta h_b}{h_{11b}}$$

10.3. Umrechnungen der Z-Parameter [1]

$$z_{11e} = \frac{\Delta h_e}{h_{22e}} \qquad z_{12e} = \frac{\Delta h_e - h_{22e}}{h_{22e}} \qquad z_{21e} = \frac{\Delta h_e + h_{21e}}{h_{22e}}$$

$$z_{22e} = \frac{h'_{21e}(1 - h_{12e}) + h_{11e}\, h_{22e}}{h_{22e}}$$

$$z_{11b} = \frac{h_b}{h_{22b}} \qquad z_{12b} = \frac{-h_{12b}}{h_{22b}} \qquad z_{21b} = \frac{-h_{21b}}{h_{22b}} \qquad z_{22b} = \frac{1}{h_{22b}}$$

10.4. Umrechnungen in die r-Ersatzschaltung

$$r_e = z_{11b} - r_{12b} = \frac{\Delta h_b - h_{12b}}{h_{22b}} \qquad r_b = r_{12b} = \frac{h_{12b}}{h_{22b}}$$

$$r_c = z_{22b} - z_{12} = \frac{1 - h_{12b}}{h_{22b}} \qquad r_m = z_{21b} - z_{12} = \frac{h_{12} + h_{21b}}{h_{22b}}$$

$$r_e = \frac{h_{12e}}{h_{22e}} \qquad r_b = \frac{h_e - h_{12e}}{h_{22e}} \qquad r_c = \frac{1 + h_{21e}}{h_{22e}}$$

$$r_m = \frac{h_{12e} + h_{21e}}{h_{22e}}$$

Der Index am Element r bezieht sich nicht auf eine Grundschaltung!

10.5. Die Matrizen der Vierpole

Hybridmatrix

$u_1 = h_{11}\, i_1 + h_{12}\, u_2$

$u_2 = h_{21}\, i_2 + h_{22}\, u_2$

Leitwertmatrix

$i_1 = y_{11}\, u_1 + y_{12}\, u_2$

$i_2 = y_{21}\, u_1 + y_{22}\, u_2$

Widerstandsmatrix

$u_1 = z_{11}\, i_1 + z_{12}\, i_2$

$u_2 = z_{21}\, i_1 + z_{22}\, i_2$

Umrechnung der Determinanten

$$\Delta h = \frac{z_{11}}{z_{22}} = \frac{y_{22}}{y_{11}} \qquad \Delta y = \frac{1}{\Delta z} = \frac{h_{22}}{h_{11}} \qquad \Delta z = \frac{1}{\Delta y} = \frac{h_{11}}{h_{22}}$$

Die Elemente der H-Matrix erhalten auch folgende Bezeichnung [11]:

$h_{11} = h_i \qquad h_{12} = h_r \qquad h_{21} = h_f \qquad h_{22} = h_0$

Basis- oder Emitterschaltung werden im Index durch ein b oder e gekennzeichnet (z. B. h_{fe}).

11. Erläuterung

Diagramm 1
Bestimmung von α. Beispiel: Für ein Verhältnis von 1 von Betriebsfrequenz zu Grenzfrequenz in Basisschaltung wird $\alpha = 70\%\ \alpha_0$

Diagramm 2
Bestimmung von R_N. Das Diagramm dient hauptsächlich zur Veranschaulichung. Es läßt sich bei Aufgaben für die im Diagramm angegebenen Größen verwenden. Beispiel: Betriebsfrequenz 1000 kHz, $R_N \approx 120\,\Omega$

Diagramm 3
Bestimmung des äußeren Wärmewiderstands. Beispiel: Für eine Kantenlänge von 10 cm und eine Blechstärke von 1 mm ergibt sich $K_2 = 6$ °C/W

Diagramm 4
Bestimmung des Wirkungsgrads. Beispiel: Für ein $m = 0{,}6$ kann man mit einem praktischen Wirkungsgrad von 42% rechnen. Das Verhältnis von Kollektorverlustleistung zur Eingangsleistung beträgt dabei 23%

Diagramm 5
Bestimmung der oberen Grenzfrequenz. Beispiel: Bei einer Kapazität von 20 pF und den sonstigen im Diagramm vorausgesetzten Größen ist $f_0 = 0{,}435\, f_\alpha$

Diagramm 6
Bestimmung von b′. Diesen Faktor benötigt man zur Ermittlung von f_0 bei Zwischenstufen. Beispiel: Ist $C_s = 50$ pF und $R_L\, f_\alpha = 1$, so wird $b' = 2{,}2$

Diagramm 7

Bestimmung von $|\mathfrak{v}_u/v_u|$. Beispiel: Ein $p = 2$ ergibt bei L-Kompensation ein Verhältnis von 0,63 und eine π-Glied-Kompensation von 0,83

Diagramm 8

Bestimmung der Gesamtbandbreite. Beispiel: 2 Stufen eines mit Bandfiltern bestückten Verstärkers haben eine resultierende Bandbreite, die etwa 80% der Bandbreite eines Einzelfilters beträgt

Diagramm 9

Bestimmung des Phasenschieberwiderstands. Beispiel: Ein Phasenschieberwiderstand von etwa 400 Ω ergibt sich, wenn der Kondensator 0,1 µF ist und die Betriebsfrequenz 1 kHz sein soll

Diagramm 1

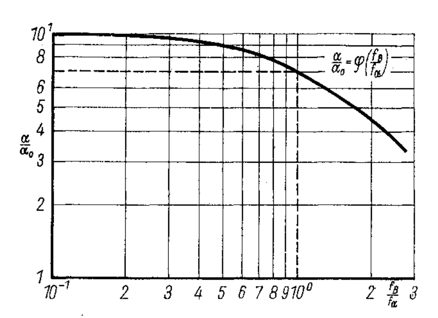
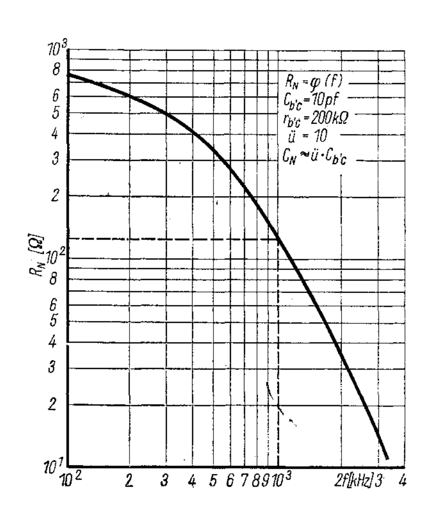


Diagramm 2



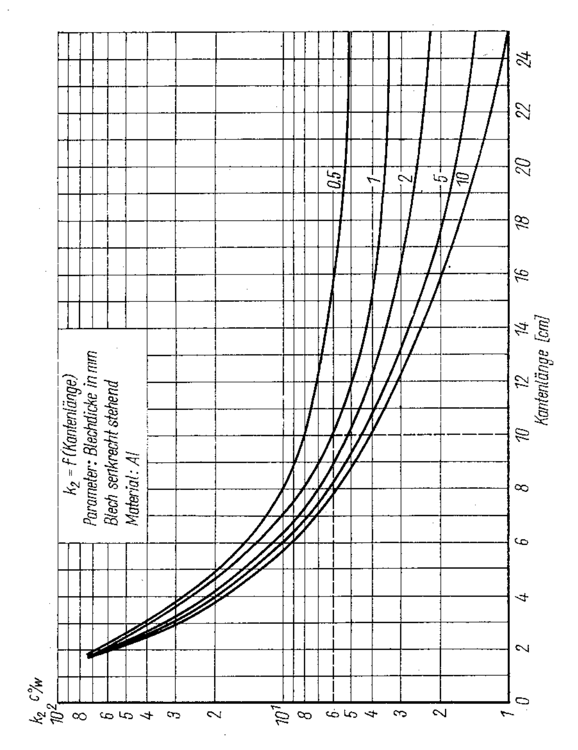

$k_2 = f$ (Kantenlänge)
Parameter: Blechdicke in mm
Blech senkrecht stehend
Material: Al
0,5
1
2
5
10
Kantenlänge [cm]
0 2 4 6 8 10 12 14 16 18 20 22 24
k_2 C°/W
10^2 8 6 5 4 3 2 10^1 8 6 5 4 3 2 1

Diagramm 3

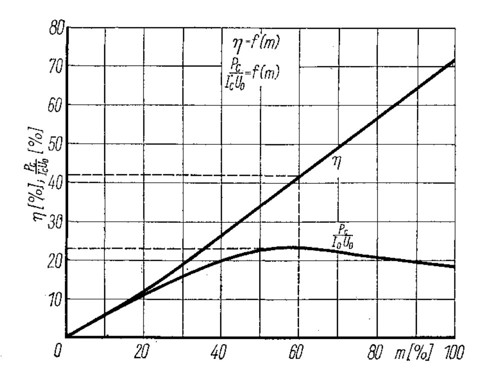


Diagramm 4

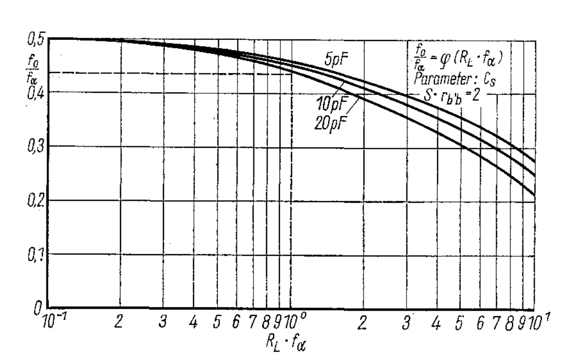


Diagramm 5

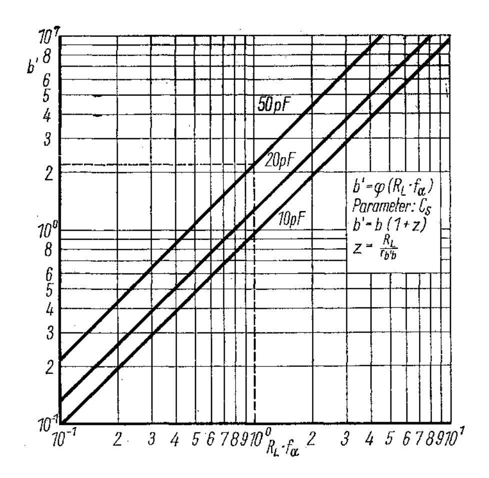


Diagramm 6

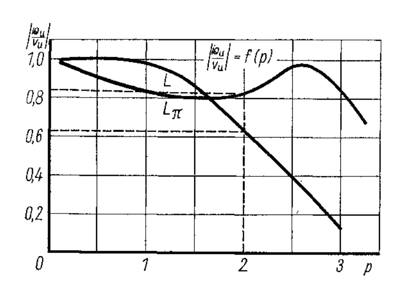


Diagramm 7

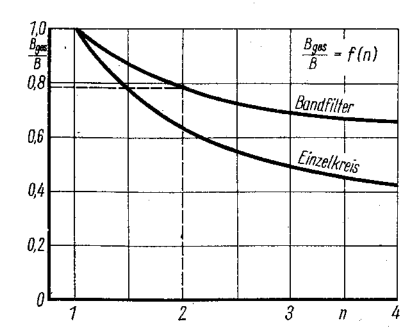


Diagramm 8

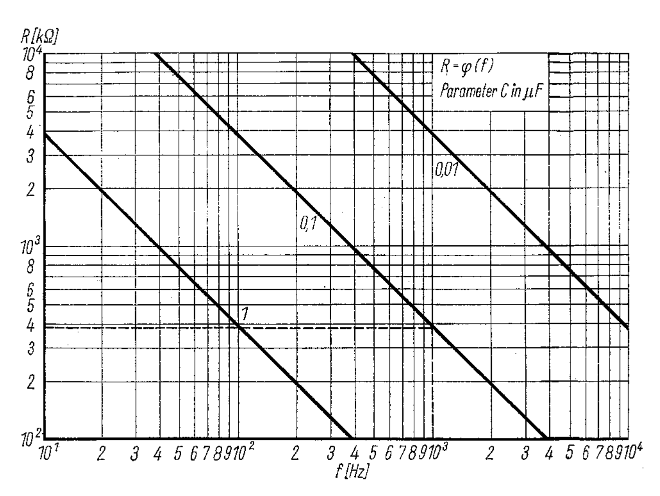


Diagramm 9

Literaturhinweise

[1] Kretzer, K.: *Handbuch für Hochfrequenz- u. Elektrotechniker*, Band IV, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik, Berlin-Borsigwalde
[2] Schröder, H.: *Elektrische Nachrichtentechnik*, Band II, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik, Berlin-Borsigwalde
[3] Lennartz, H./Taeger, W.: *Transistorschaltungstechnik*, Funk-Technik Beilage 1959, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik, Berlin-Borsigwalde
[4] Fischer, H. J.: *Transistortechnik für den Funkamateur*, Verlag Sport und Technik, Neuenhagen bei Berlin
[5] Paul, R.: *Transistoren*, Verlag Technik, Berlin
[6] Mende, H. G.: *Leitfaden der Transistortechnik*, Franzis-Verlag, München
[7] Kammerloher: *Transistortechnik*
[8] Rohde, U.: *Transistoren bei höchsten Frequenzen*, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik, Berlin-Borsigwalde
[9] *Der Transistoroszillator bei hohen Frequenzen* (62 T 14), Technische Mitteilungen des Instituts für Halbleitertechnik Teltow
[10] *Leistungs-Transverter* (61 T 8), Technische Mitteilungen des Instituts für Halbleitertechnik
[11] *Telefunken Laborbuch*, Franzis-Verlag, München
[12] Pulvers, M.: *Transistortechnik*, radio und fernsehen
[13] Kocsis, M.: *Dimensionierung von Leistungsoszillatoren mit Transistoren*, Tungsram Mitteilungen, Ungarn
[14] *Ein AM-Empfänger mit ZF-Verstärker in Basisschaltung*, Telefunken-Mitteilungen (6210 85)



DEUTSCHER MILITÄRVERLAG